Nº 23
Junho
1988

# elektor eletrônica

2 ANOS DE ELEKTOR

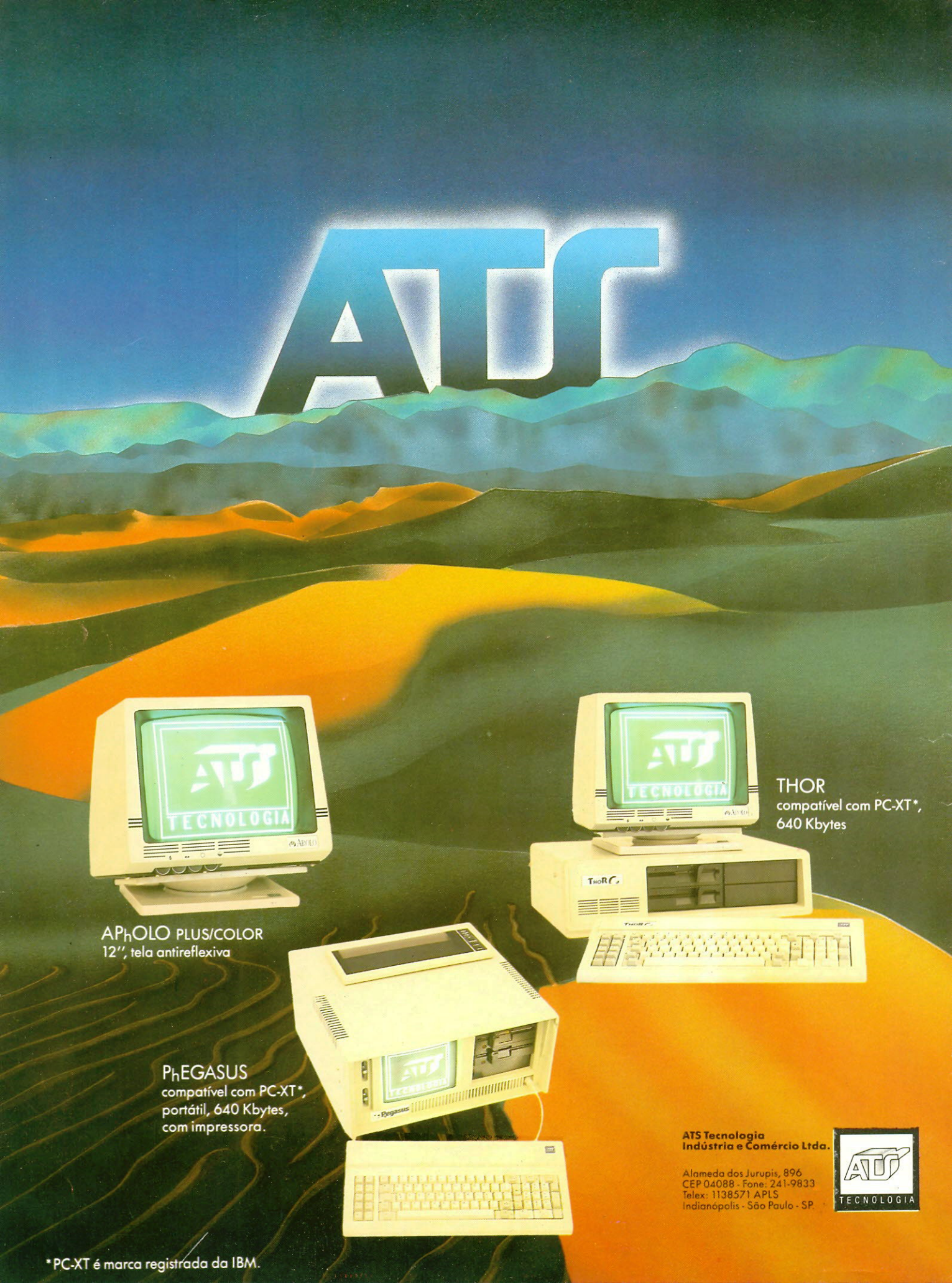
Cz$ 420,00

## Tendências nas telecomunicações

Um MIXER de 5 canais

Central de alarme

Codificador programável de teclado


ATS
ATS TECNOLOGIA
APhOLO PLUS/COLOR
12", tela antireflexiva
ATS TECNOLOGIA
THOR
compatível com PC-XT*,
640 Kbytes
PhEGASUS
compatível com PC-XT*,
portátil, 640 Kbytes,
com impressora.
ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.
ATS TECNOLOGIA
*PC-XT é marca registrada da IBM.

# sumário

*Esta é uma edição das mais variadas, com assuntos para todos os gostos. Os audiófilos podem montar um excelente misturador e informar-se sobre o uso das linhas de retardo em vários efeitos especiais; aqueles que se dedicam ao projeto de aparelhos de bancada podem dispor de uma série de idéias úteis a respeito de fontes de alimentação; em informática, o codificador programável deverá ser o ovo de Colombo para todos os usuários de micros com habilidade em software e hardware, mas insatisfeitos com a rigidez de seu teclado; e as últimas novidades em telecomunicações — especialmente ISDN e os novos satélites DSB — devem interessar bastante a todos os leitores.*

## *INFORMAÇÃO/SERVIÇOS*

*Serviço de placas* ..... *37*
*Selektor* ..... *58*
*Mercado* ..... *62*
*Teletipo* ..... *67*
*Mini-anúncios* ..... *73*

## *TECNOLOGIA*

*Novidades e tendências da Telecom 87* ..... *16*
Os temas mais "quentes" das telecomunicações, apresentados na exposição de Genebra

*Linhas de retardo (2ª parte)* ..... *41*
Vistos o eco e a reverberação eletrônicos, o assunto é concluído com outros efeitos especiais, tais como defasamento, efeito coral e vibrato, entre outros

*SMT: a eletrônica em versão compacta (II)* ..... *58*
Conheça algumas técnicas essenciais para o projeto de placas impressas específicas para os componentes de montagem em superfície

## *MONTAGENS*

*Misturador estéreo com 5 canais* ..... *9*
Totalmente elaborado com componentes discretos, este circuito tem porte de alta fidelidade e pode empregar controles deslizantes ou rotativos

*Central de alarme residencial* ..... *21*
Um versátil dispositivo para proteção doméstica, que aceita vários tipos de sensores e prevê anti-sabotagem

*Idéias* ..... *28*
Treze sugestões para fontes de alimentação

*Codificador programável de teclado* ..... *49*
Desenvolva teclados personalizados para seu computador, substituindo os CIs de codificação por este circuito discreto

## *APLICAÇÕES PRÁTICAS*

*Calculando a eficiência dos alto-falantes* ..... *53*
Porque o rendimento dos alto-falantes tem mais importância que sua potência, contrariando a opinião generalizada

# elektor códigos


**elektor eletrônica**

*Elektor edição Brasileira*

***Ano II, Número 23, Junho/88***

*Direitos de reprodução para o Brasil:*
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Al. dos Jurupis, 896 — 4º andar
(011) 241-0833
CEP 04088 — S. Paulo

*Diretora executiva:* Helena Orlinski

*Editor:* Juliano Barsali

*Arte:* Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann

*Laboratório:* Alberto Tomaz de Aquino

*Comercial:*
Jorge A. Brum Calaça (gerente)

*Assistente Administrativa:*
Tânia M. C. Batista

*Assinaturas:* Marli Mantovani
Nilza Bueno do Nascimento

*Diretor responsável:* Engº Antonio J. Neves Rosa

*Editor-chefe da edição internacional:* Len Seymour

*Editor assistente:* J. Buiting

*Diretor técnico e coordenação internacional:* K. K. M. Walraven

*Secretaria editorial internacional:* G.W.P. Linden, M. Pardo

*Edições em outros países:*
*Elektor Sarl,* Bailleul, França
*Elektor Verlag, GmbH,* Aachen, Alemanha Ocidental
*Elektor EPE,* Atenas, Grécia
*Elektor Electronics PVT Ltd.,* Bombaim, Índia
*Ferreira & Bento Ltda.,* Lisboa, Portugal
*Elektuur B.V.,* Beek, Holanda
*Ingelek S.A.,* Madri, Espanha
*Kedhorn Holdings PTY Ltd.,* Wahroonga, Austrália
*Electronic Press AB,* Danderyd, Suécia
*Elektor Electronics,* Herts, Grã-Bretanha



Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)



*Composição:* GAZETA MERCANTIL

*Fotolito:* PF

*Impressão:* EDITORA PARMA LTDA.

*Distribuição:* FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.


*Valores de resistência e capacidade*
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros. Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = $10^{-12}$
n (nano-) = $10^{-9}$
$\mu$ (micro-) = $10^{-6}$
m (mili-) = $10^{-3}$
k (kilo-) = $10^{3}$
M (mega-) = $10^{6}$
G (giga-) = $10^{9}$

*Exemplos*
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

*Capacitores*
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 $\mu$F = $10^{-8}$ F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

*Tensões indicadas*
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

*Utilização de U e não de V*
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos $U_b$ = 10 V.


Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista. Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Seu projeto não tem segredos e utiliza apenas componentes discretos — o que não impede este mixer de exibir uma impecável ficha técnica e aceitar sinais de microfones, cápsulas fonográficas e gravadores. Ideal, portanto, para pequenas discotecas ou gravações em fita. Além disso, seu consumo é bastante reduzido, permitindo uma alimentação tanto por baterias como pela sua própria fonte retificadora.

# Misturador estéreo com 5 canais

Nos campos de aplicação aos quais este misturador foi destinado, assim imaginaram os projetistas, não se justificava o custo, a complexidade e o espaço ocupado pelos recursos mais sofisticados, tais como controles de tonalidade e balanço. Deixaram, portanto, tais recursos para os misturadores profissionais de estúdio, preferindo dedicar seus esforços a melhorar o desempenho de um circuito mais simples.

O diagrama de blocos referente a um dos canais do misturador pode ser visto na figura 1; tudo o que dissermos sobre ele será válido para o outro canal. Nota-se que as primeiras três entradas dispõem de pré-amplificador, o qual pode ser implementado para aceitar tanto sinais fonográficos como de microfones. A saída de cada pré-amplificador é levada a um atenuador (ou controle de ganho). As duas entradas restantes foram previstas para receber sinais de fontes com níveis mais elevados, que dispensam amplificação; por esse motivo, elas ficam diretamente acopladas aos atenuadores.

Os sinais entregues por todos os atenuadores são misturados (ou "somados", melhor dizendo) na entada de terra virtual do pós-amplificador, de onde vão para um gravador, amplificador de potência ou qualquer outro equipamento apropriado. O pós-amplificador poderá ser ou não equipado com um controle geral de ganho, dependendo das necessidades individuais de cada montador.

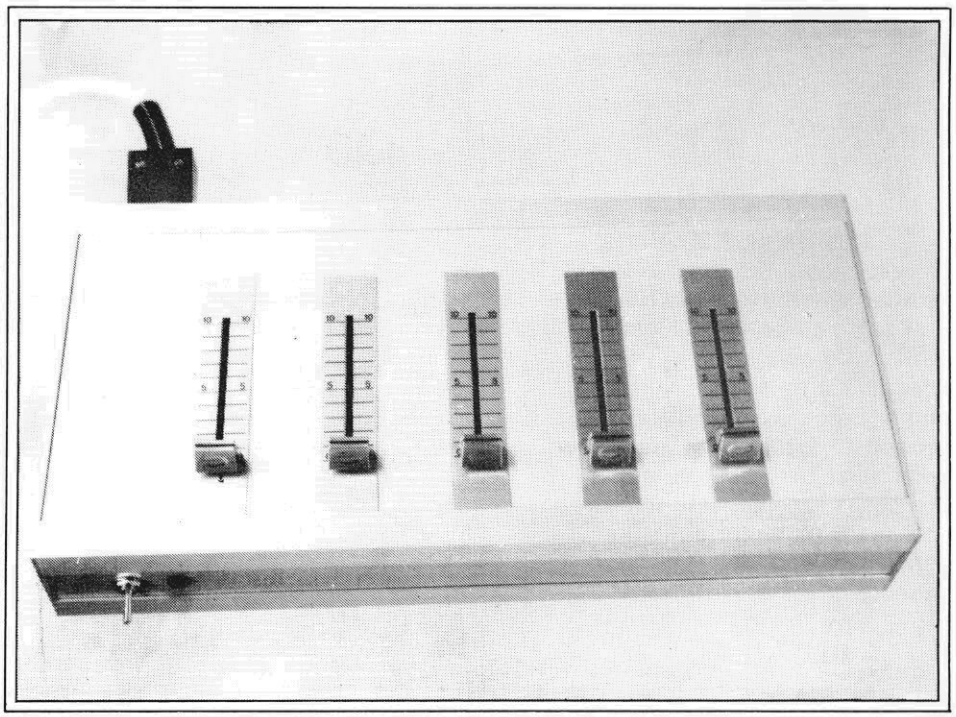
## *Os pré-amplificadores*

Na figura 2 está representado o circuito completo de um dos canais de nosso misturador estéreo. O pré-amplificador inicial foi projetado com base em T1 e T2 (como ele é exatamente igual na segunda e terceira entradas, ele foi "subentendido" em ambas para simplificar o esquema). O transistor T1 atua como amplificador de tensão com ganho relativamente elevado; foi possível obter uma boa característica de ruído nesse estágio graças à sua baixa corrente de coletor (86 $\mu$A).

O transistor T2 também opera como amplificador de tensão, mas como o sinal de saída é tirado de seu coletor, o resistor correspondente (R4) deve ser relativamente baixo, para que a impedância de saída seja também reduzida, sem ser indevidamente sobrecarregada pelo atenuador P1.

A realimentação negativa entre o coletor de T2 e o emissor de T1 é proporcionada por uma rede equalizadora ligada entre os pontos X e Y. As duas redes possíveis, uma para discos e outra para microfones, estão representadas no canto superior direito da figura 2. Repare que o resistor R3 varia conforme o tipo de pré escolhido: para o fonográfico, ele é de 470 ohms, enquanto no de microfones ele deve assumir o valor de 1,5 k.

As duas entradas de linha dispensam comentários, já que são acopladas diretamente aos



atenuadores P4 e P5. Claro que é possível converter qualquer uma das entradas pré-amplificadas em entradas de linha ou vice-versa, bastando omitir ou incluir os componentes relevantes.

Os cursores dos controles individuais de ganho ficam conectados à entrada do pós-amplificador através dos resistores R7...R11. Para evitar qualquer interação indesejável entre os sinais de entrada, a tensão no ponto de "mixagem" deve ser nula. Isto é o que se costuma chamar, basicamente, de terra virtual: embora a entrada do amplificador não esteja verdadeiramente aterrada, a tensão aplicada à sua entrada é sempre bastante reduzida; em outras palavras, o amplificador tem uma baixa impedância de entrada.

Isto é conseguido aplicando-se uma boa dose de realimentação negativa do emissor de T4 à base de T3. Nessas condições, quando um dos sinais de entrada se torna mais positivo, há uma tentativa de forçar mais corrente de base em T3; o coletor do mesmo, assim como o emissor de T4, vai tornar-se então mais negativo, até que a corrente por R13 seja igual à que passa pelo resistor de entrada (desprezando a corrente de base de T3) — fazendo com que a tensão CA sobre o nó de entrada permaneça nula.

O ganho total do pós-amplificador é o produto do ganho de T3 (com realimentação) pelo de T4, o que é dado por

$$\frac{R13}{R_{in}} \times \frac{R14}{R15}$$

Ou seja, cerca de 1,25 (Rin corresponde a um dos resistores de acoplamento R7...R11).

A saída do pós-amplificador é tomada do coletor de T4, cuja impedância de saída é de 600 ohms. Se desejado, R17 poderá ser substituído por um atenuador geral — se bem que na maioria dos casos isto não será necessário, pois o equipamento posterior geralmente terá um controle de ganho.

*Ficha técnica*

| | |
|---|---|
| — Entradas: | cinco, estereofônicas, sendo três para microfone, fonocaptor ou fita magnética e duas para linha, sem amplificação |
| — Ganho do pré-amplificador: | entradas fono x80 (38 dB)<br>entradas mic. x225 (47 dB) |
| — Ganho do "pós-amplificador": | x1,25 (aprox.) |
| — Nível máximo de entrada (com uma entrada) excitada): | fono. 44 mV RMS senoidais sobre 47 k<br>mic.: 14 mV RMS senoidais sobre 47 k<br>linha: 2,5 V RMS sobre 47 k |
| — Nível máximo de saída: | 3,2 V RMS senoidais em 600 ohms |
| — Resposta em frequência: | linha e mic.: 20 Hz/20 kHz (-2 dB)<br>fono: equalização RIAA correta dentro de ± 1,5 dB |
| — Distorção harmônica total: | inferior a 0,1% |
| — Relação sinal/ruído: | melhor que 70 dB |

1

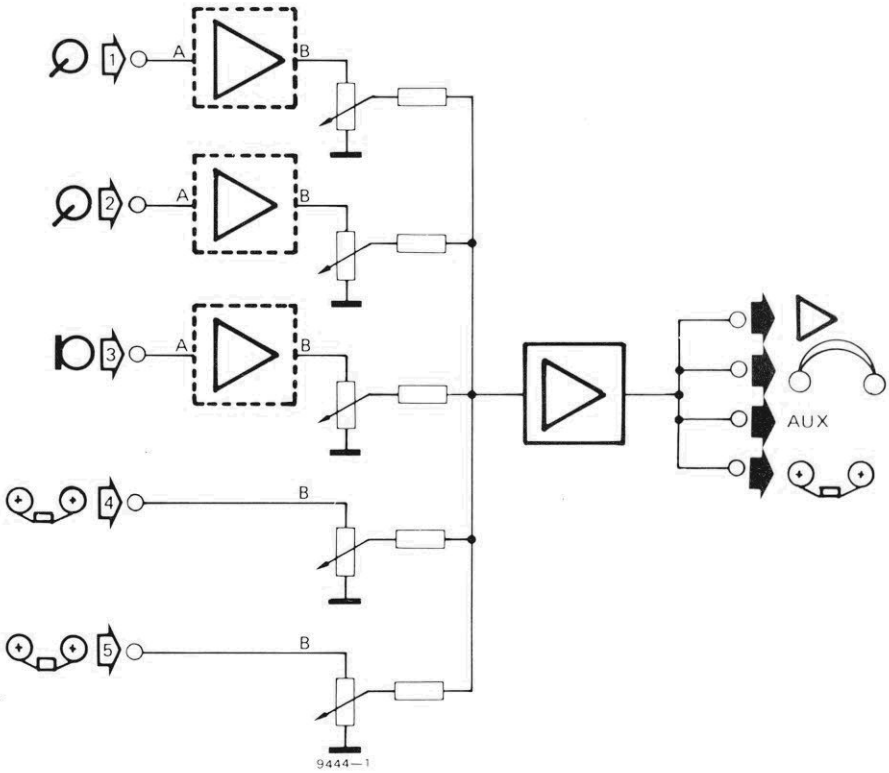



figura 1 — Diagrama de blocos de um canal do misturador estéreo, mostrando as possíveis entradas e saídas.

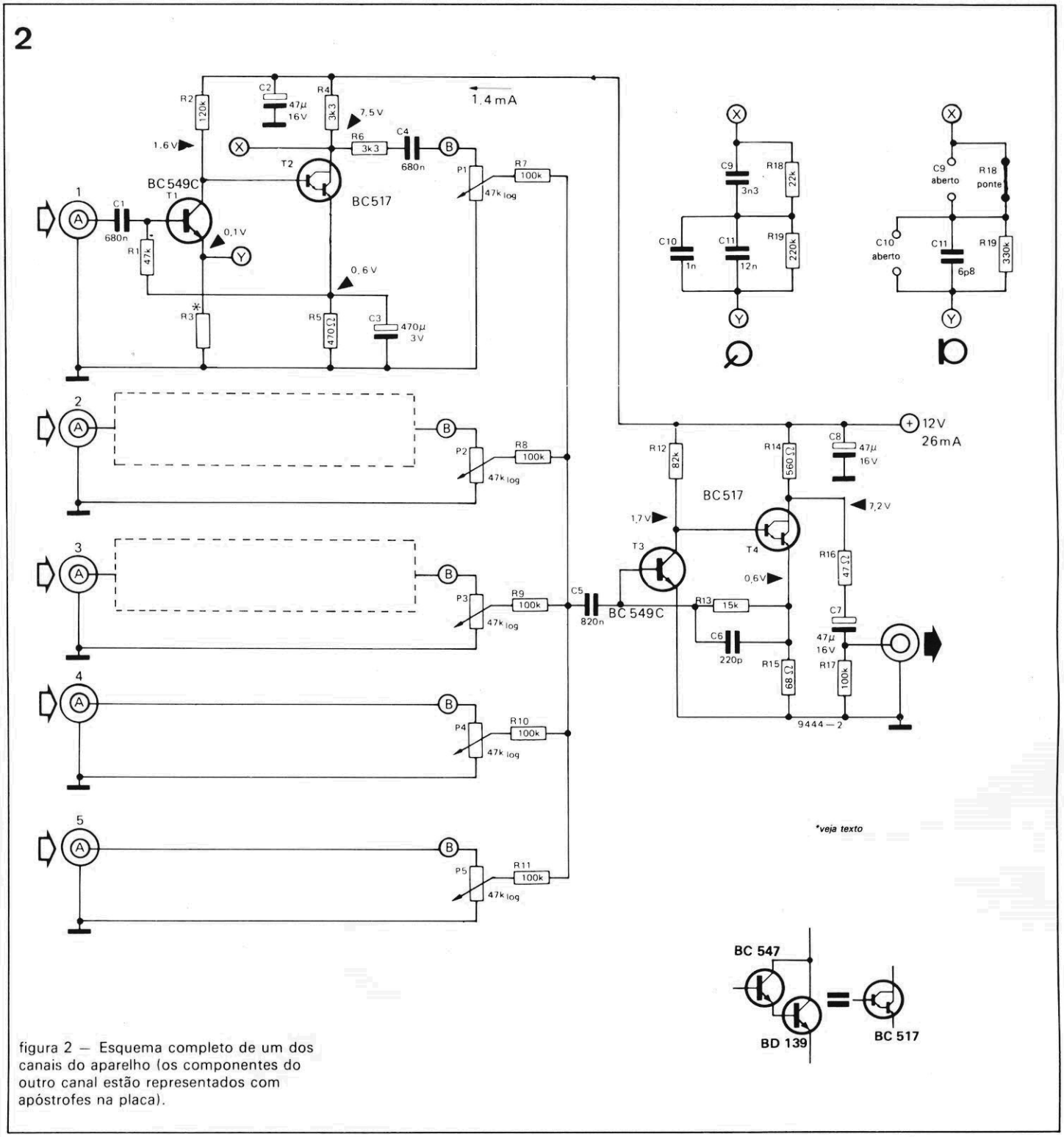



figura 2 — Esquema completo de um dos canais do aparelho (os componentes do outro canal estão representados com apóstrofes na placa).

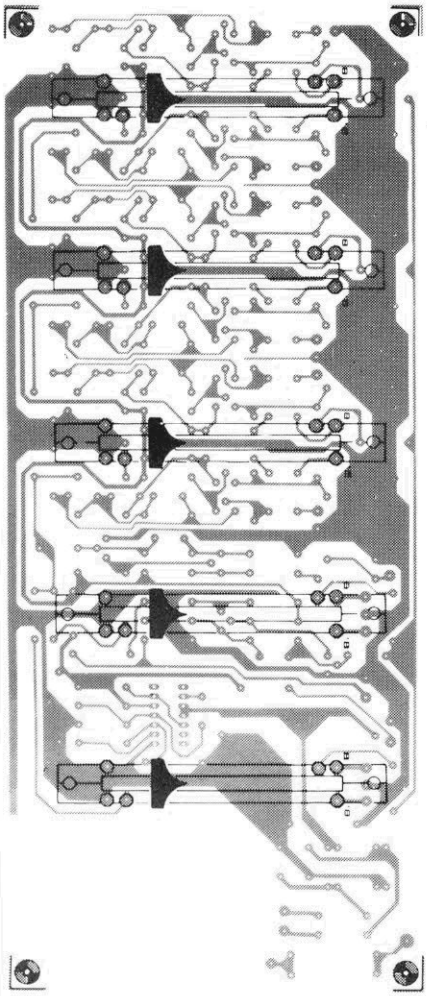
## *A fonte de alimentação*

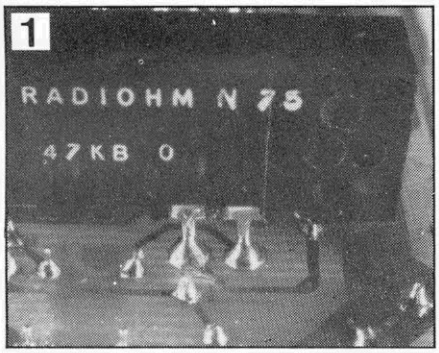
Para fazer a fonte do misturador foi empregado um único CI regulador tipo 723, com a saída programada para 12 V — considerado mais que suficiente para fornecer a corrente drenada pelos dois canais, sem a necessidade de dissipadores ou transistores externos. Devido à tolerâncias da referência interna de tensão desse integrado, a tensão de saída poderá não ser exatamente 12 V, mas isto não é razão para preocupações.

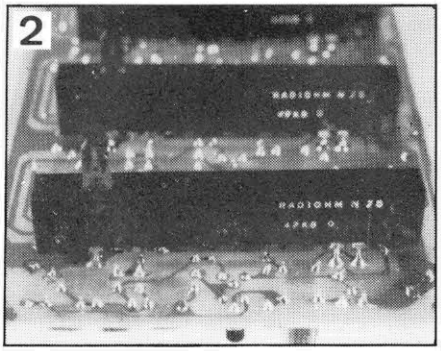
## *Montagem*

A placa de circuito impresso do misturador e a distribuição dos componentes sobre ela aparecem na figura 4. Como se pode ver, os prés de entrada formam agora três pares, cada um deles com a mesma numeração (os componentes do canal direito foram identificados por uma apóstrofe). Assim, ao adquirir os componentes, é preciso lembrar de pedir seis (para os prés) ou dois (para o pós-amplificador) de cada um deles, conforme indica a relação de componentes.

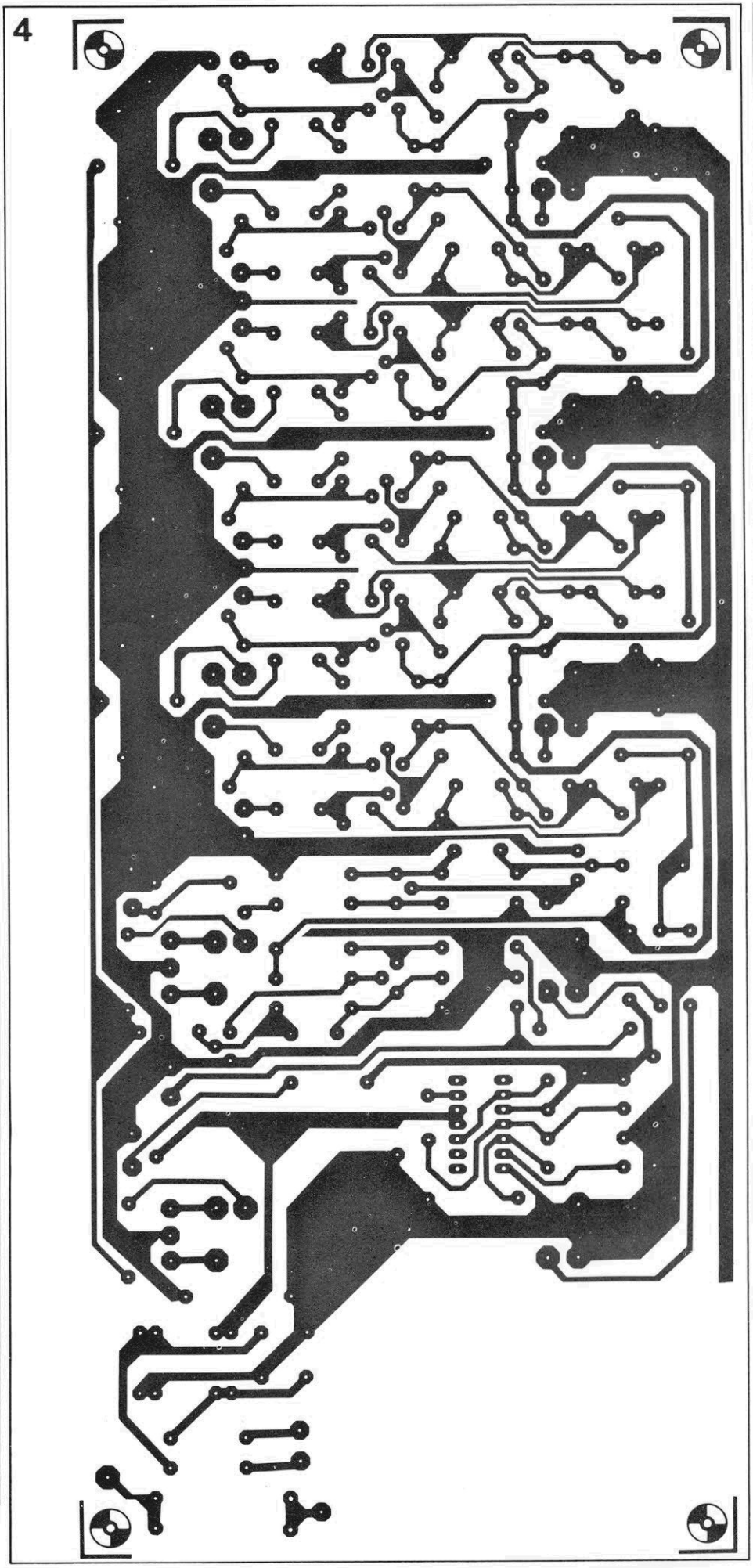
Os transistores T2 e T4, que são pequenos darlingtons BC517 com

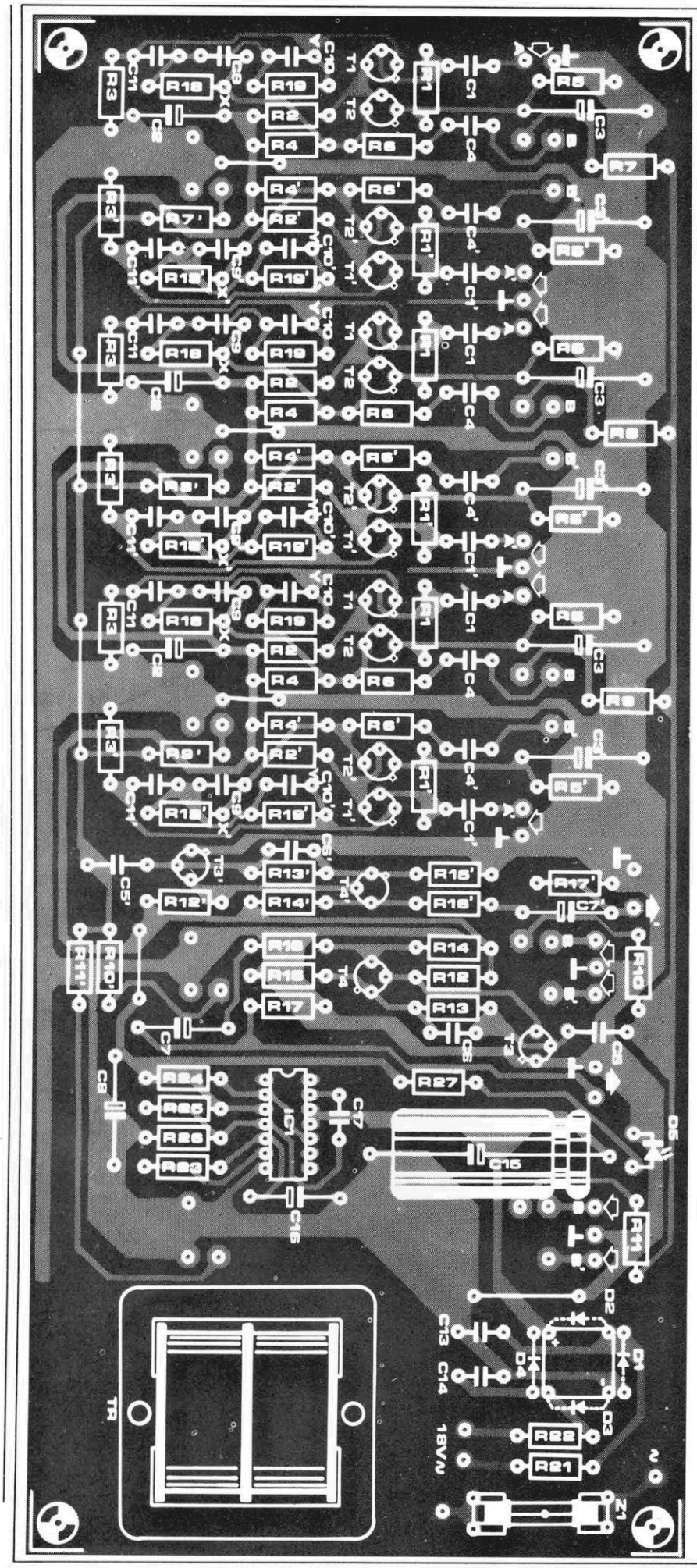





As fotos 1 e 2, juntamente com o desenho anexo, mostram como instalar os potenciômetros na face cobreada da placa.






Lista de componentes

Resistores
R1- 47 k(6x)
R2-120 k(6x)
R3-470 (fono);
1,5 k(mic.)(6x)
R4,R6,R25-
3,3 k (13x)
R5- 470 (6x)
R7...R11,R17-
100 k (11x)
R12- 82 k(2x)
R13- 15 k(2x)
R14- 560 (2x)
R15- 68 (2x)
R16- 47 (2x)
R18,R19-
veja texto
R21,R22,R24-
10 (3x)
R23- 1,8 k(1x)
R26-4,7 k(1x)
R27-820 (1x)
Todos os
valores em ohms

Potenciômetros
P1...P5- pots. 47k
deslizantes,
log, estéreo (5x)
(veja texto)

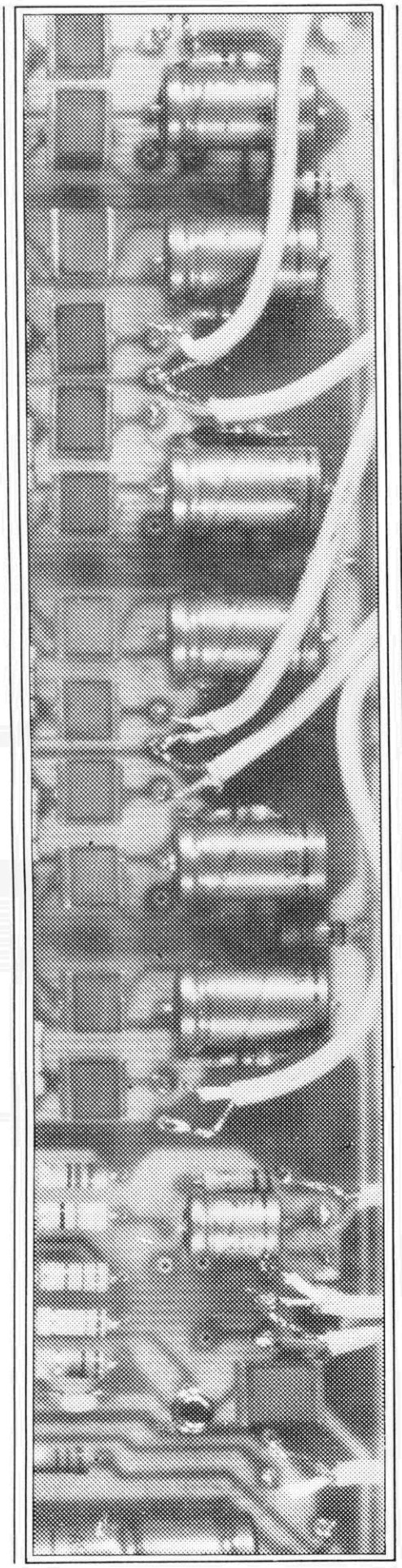
Capacitores
C1,C4-680nF(12x)
C2,C7,C8-
47 μF/16 V(6x)
C3-470 μF/3V(6x)
C5-820 nF(2x)
C6-220 pF(2x)
C9,C10,C11-
veja texto
C13,C14-47nF(2x)
C15-470 μF/40V(1x)
C16-10 μF/10V(1x)
C17- 100 pF (1x)

Semicondutores
T1,T3-BC549C(8x)
T2,T4-BC517 ou
MPSA14 (8x)
(veja texto)
D1...D4-1N4001(4x)
D5- LED (1x)
ICI- 723 (1x)

Diversos
Tr- trafo de
15-18 V/50 mA
Z1- fusível
lento, 50 mA
Placa nº 9444

Obs.: a lista refere-se apenas ao esquema da figura 2; os números entre parênteses indicam a quantidade de cada componente no circuito completo

figura 4 — Placa de circuito impresso em tamanho natural, vista pelos dois lados. Ela abriga ambos os canais do *mixer* e também seus potenciômetros, que ficam montados na face do cobre.



3

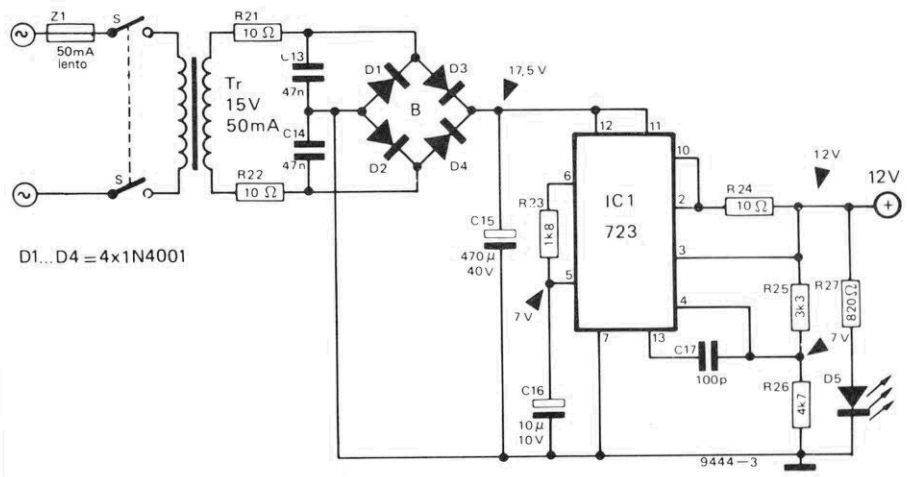
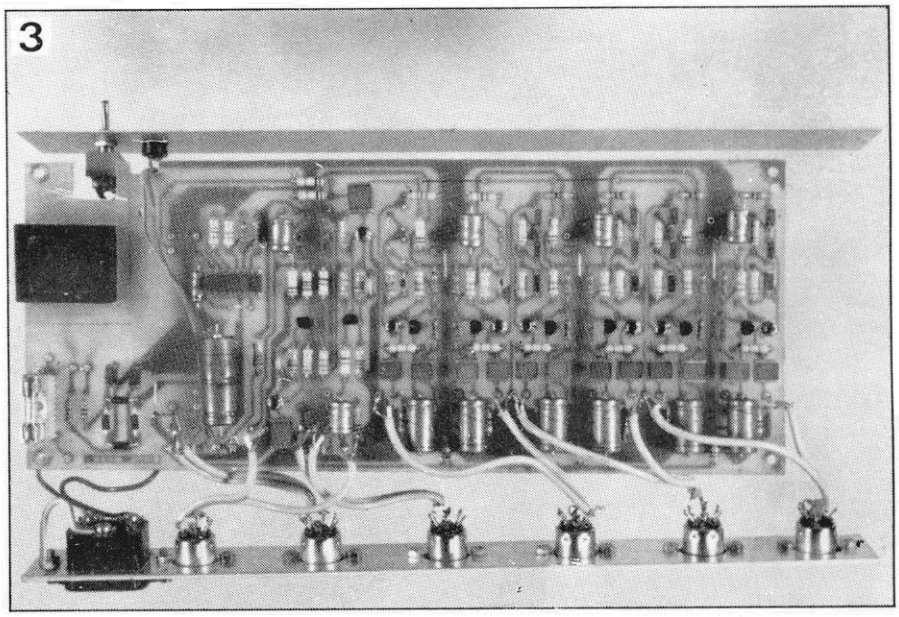



figura 3 — Fonte de alimentação para os dois canais do misturador.

3



A foto 3 fornece uma boa visão do misturador montado, com todas as ligações já feitas.

um grande ganho de corrente, poderão ser substituídos por seus equivalentes MPSA14, às vezes mais fáceis de encontrar no comércio eletrônico, dependendo da época em que são procurados. Caso haja uma falta crônica de ambos, existe uma segunda alternativa, ilustrada na própria figura 2: um par darlington improvisado com dois transistores bastante comuns. A desvantagem, porém, reside em reprojetar a placa de circuito impresso nas áreas correspondentes, além do maior espaço ocupado pelos dois transistores, onde originalmente havia apenas um.

Os atenuadores, por sua vez, deveriam ser potenciômetros estéreo do tipo deslizante, mercadoria que não é exatamente fácil de encontrar no Brasil. Nada impede, porém, que modelos rotativos comuns tomem seu lugar e, ao invés de ficarem montados

diretamente na placa de circuito impresso, sejam ligados à ela através de fios blindados.

Veja que a placa prevê um espaço até mesmo para o transformador de alimentação, caso ele não seja muito pesado e tenha as dimensões adequadas. Na eventualidade de haver captação de zumbido da rede pelos pré-amplificadores de entrada, porém, o melhor será instalar o transformador fora da placa. Pelo mesmo motivo, deve-se ter os cuidados de sempre com toda a fiação do misturador, evitando a formação de laços de terra. Por fim, não estranhe a falta do capacitor C12 e do resistor R20 no circuito; houve simplesmente uma interrupção na contagem dos componentes, ao se passar do circuito do misturador para o da fonte de alimentação.

## *Desempenho e aplicações*

As figuras 5a, b e c mostram, respectivamente, a resposta em frequência das entradas para discos, microfones e linhas. Teria sido muito fácil estender essas respostas até a faixa dos megahertz, mas lembrando depois das possíveis aplicações do aparelho, os projetistas preferiram evitar o surgimento de problemas de interferência de RF e instabilidade — principalmente em discotecas, onde a fiação nem sempre obedece o figurino. Por esse motivo, a resposta foi "confinada" mesmo na faixa de áudio, pela inclusão do capacitor C6 no pós-amplificador e de C11 no pré para microfones.

O *mixer* poderá ser utilizado com a maior parte dos fonocaptadores magnéticos e microfones dinâmicos, assim como fontes de níveis mais elevados de sinal, como *tape-decks*, gravadores e sintonizadores. Talvez venha a ocorrer sobrecarga do pré com cápsulas de saída maior, mas a solução é bastante simples: atenuar o sinal entregue pela cápsula, de forma que o pré-amplificador só atinja a máxima saída nos picos do mesmo.

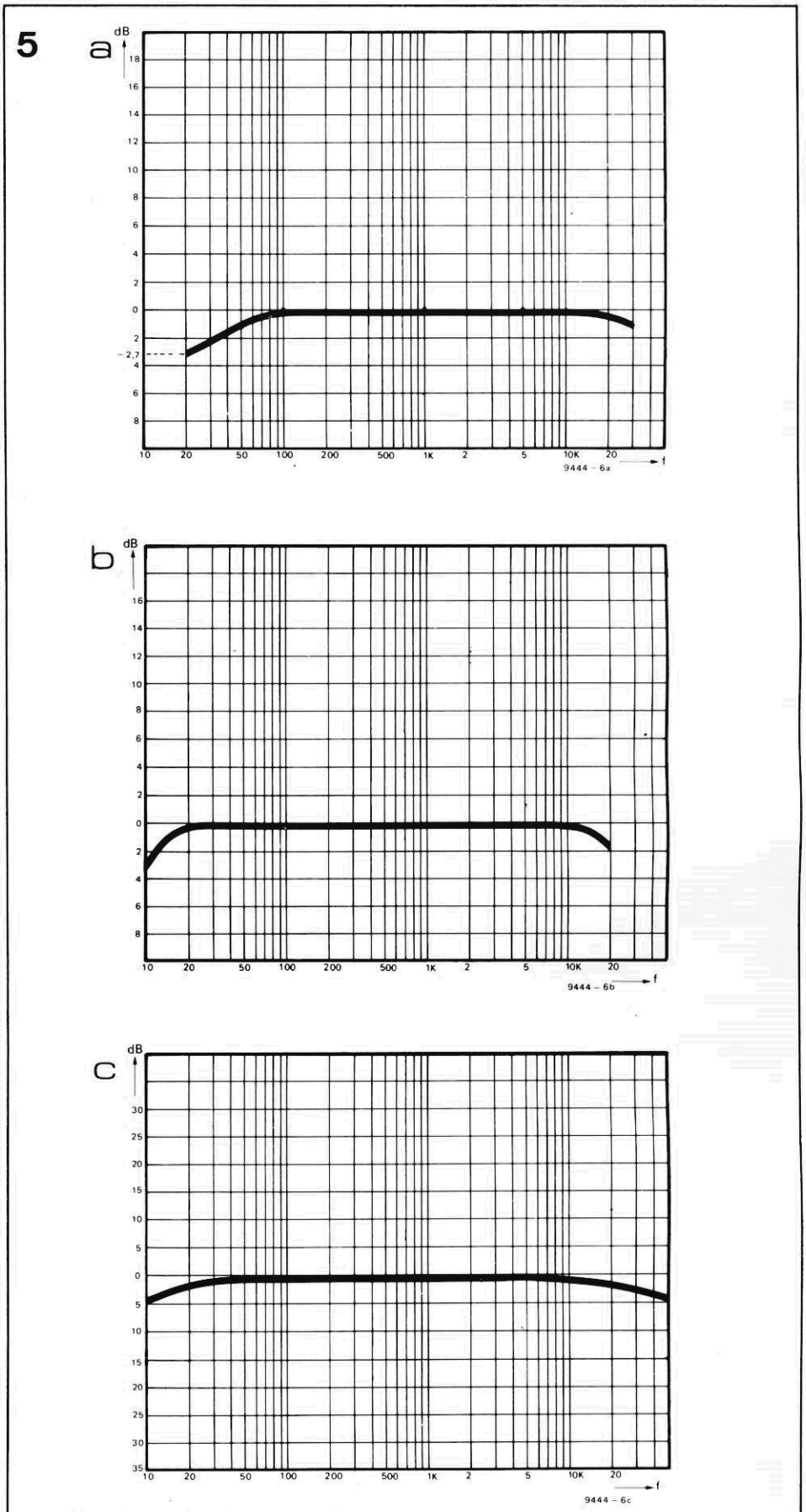



figura 5 — Resposta em frequência do circuito nas entradas fonográficas (a), via malha RIAA recíproca, de microfone (b) e linha (c).

Uma panorâmica dos novos conceitos técnicos introduzidos pela maior e mais abrangente exposição de telecomunicações de todo o mundo, realizada em Genebra no final do ano passado.

# Novidades e tendências da TELECOM 87

O tema mais "quente" na Telecom do ano passado foi a integração de serviços por redes digitais ou ISDN (*Integrated Digital Systems Network*, em inglês). O princípio que norteia esse revolucionário processo é a total integração de todos os equipamentos de comunicação eletrônica, em redes que permitam a transferência contínua de dados em todas as direções, com a maior velocidade possível.

Em condições ideais, os tempos de espera são erradicados e cada equipamento de comunicação — seja ele um teletipo eletrônico, um telex, um fac-símile grau 4 ou um sintetizador de voz numa central telefônica — pode se comunicar diretamente com qualquer outra unidade da rede. A comunicação, portanto, torna-se interativa em todos os níveis. Por outro lado, como as estruturas ISDN manipulam apenas dados digitais, todos os tipos de mensagens analógicas, incluindo a voz, precisam ser digitalizadas.

Essas redes digitais aceitam uma grande variedade de serviços, tais como telefones, videofones, telex, fac-símile, videotexto, televisão de baixa varredura, LANs (*Local Area Networks* ou redes locais), sistemas de videoconferência, terminais de dados, computadores pessoais, centrais telefônicas, impressoras, telefones tarifados, entre muitos outros.

Uma possibilidade muito interessante, sem dúvida. Mas será possível conectar duas ou mais ISDNs para formar redes ainda mais amplas? Em outras palavras, pode-se acoplar uma ISDN ao mundo exterior? Satélites e fibras óticas fornecem a resposta, permitindo a comunicação digital a nível mundial.

Os sinais digitais, nos canais ISDN, são transportados a 64 kbits/s e as unidades centrais

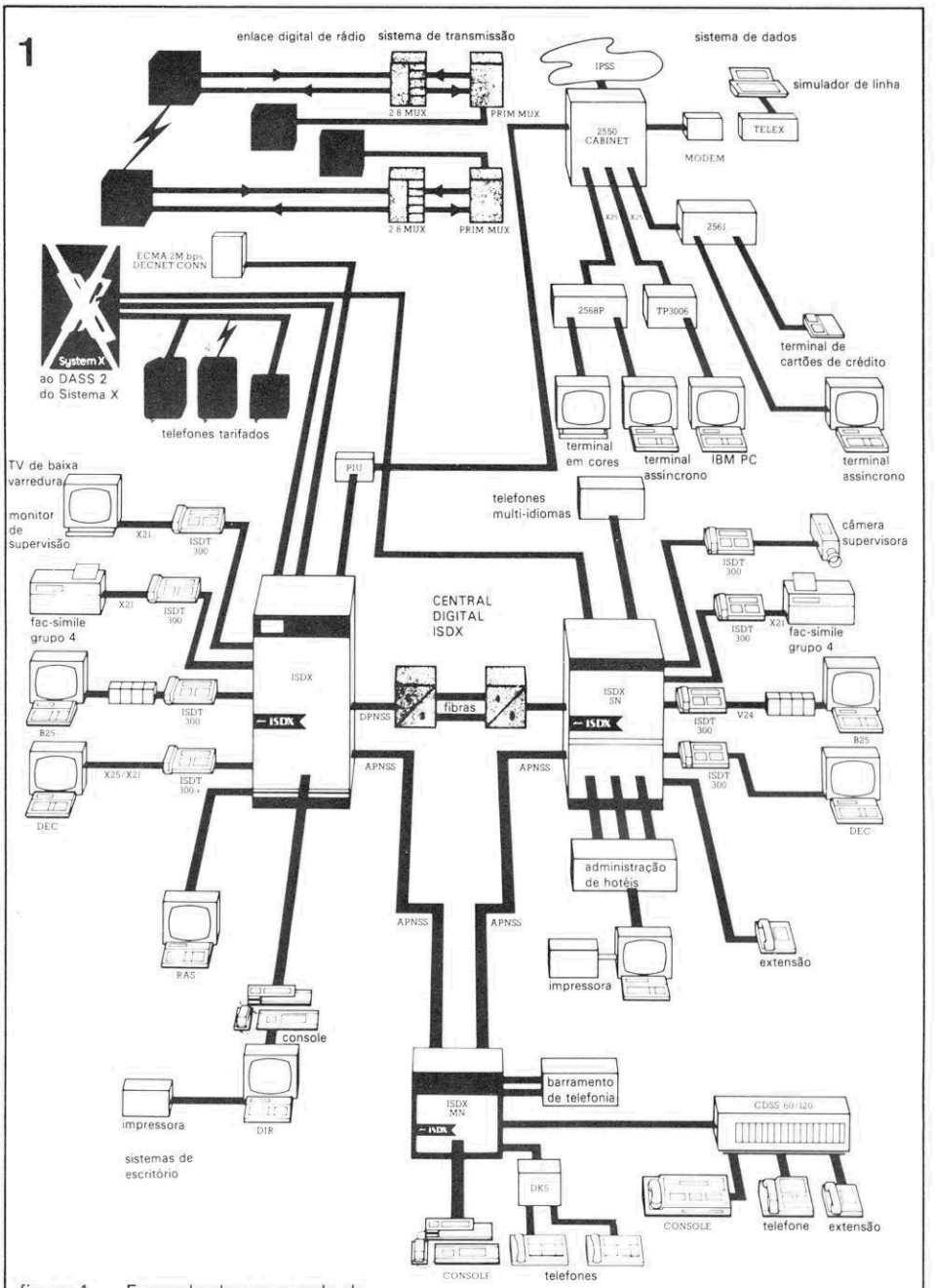



figura 1 — Exemplo de um a rede de sistemas digitais integrados (ISDN — *Integrated Digital Systems Network*). O fluxo de dados é controlado e otimizado por centrais baseadas em processadores, que são completamente invisíveis aos usuários dos equipamentos de comunicação conectados à rede (cortesia da Plessey/GEC).

PLESSEY
Linking the world

2

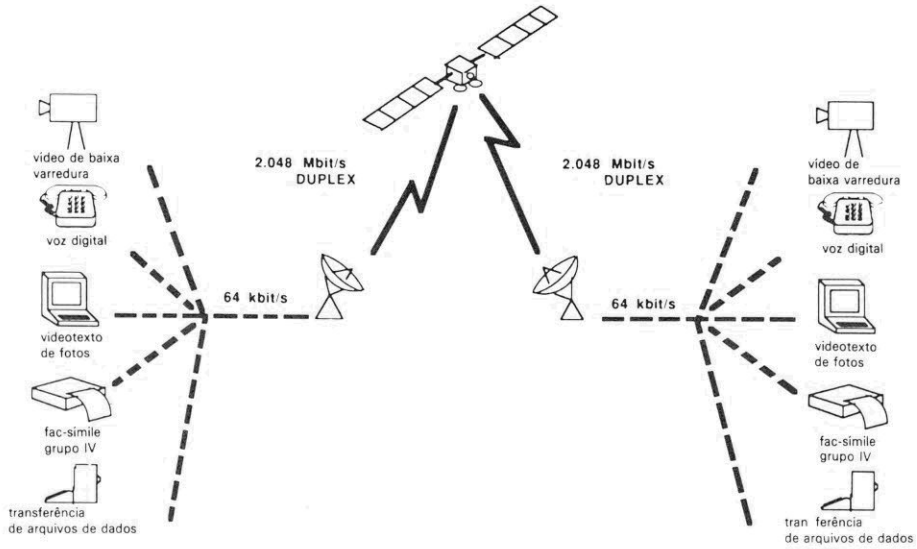



figura 2 — Exemplo de dois escritórios afastados que têm seus equipamentos interligados por uma rede ISDN, através de um enlace via satélite.

controladas por processadores (conhecidas como **concentradores**) regulam os diversos fluxos de acordo com a capacidade das linhas do sistema. Assim, quanto maior a largura de faixa dos canais, tanto maior será o tráfego permitido em freqüências elevadas de dados.

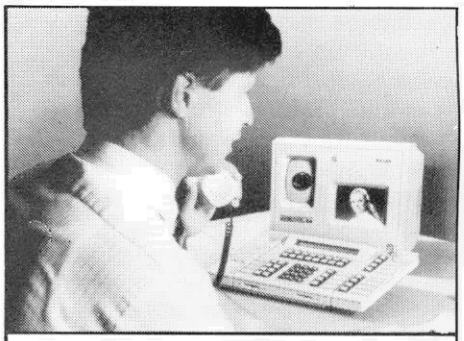
O uso crescente das fibras óticas e o aperfeiçoamento de sua tecnologia certamente tornarão possível a transmissão de imagens animadas através das ISDNs, em um futuro não muito distante. Outro aspecto importante dessas redes é que o direcionamento e a armazenagem dos dados são completamente invisíveis ao usuário. Isto quer dizer que os usuários de micros pessoais, digamos, podem enviar um arquivo de dados a outros colegas, no mesmo edifício, sem ter que esperar pelo acesso, caso o "destinatário" esteja ocupado com outra coisa; as informações são automaticamente armazenadas, até que o micro receptor esteja pronto para recebê-las.

Além disso, os dados da ISDN de uma determinada empresa podem ser enviados a uma unidade de enlace com satélite, para depois serem transmitidos digitalmente a um *transponder* geoestacionário, que amplifica o sinal e o remete de volta à estação receptora — que pode estar situada a milhares de quilômetros da empresa emissora. As duas empresas em comunicação devem estar equipadas com sistemas de transmissão e recepção para acesso a um satélite específico ou mesmo a uma rede de satélites, de modo a tornar permanentemente disponíveis os canais de comunicação bidirecionais.

No pátio das antenas da Telecom 87, várias companhias demonstraram novos equipamentos portáteis de enlace com satélite, nas mais variadas potências, próprios para conexão com ISDNs; as dimensões das antenas variavam de 1,5 a 10 metros. Entre as empresas envolvidas na produção de equipamentos ISDN pode-se citar NEC, Siemens, Hewlett-Packard, Philips/AT&T, IBM, Olivetti e o consórcio Northern Telecom.

## *ISDN na prática: o sistema X*

A Plessey e a GEC/Marconi são atualmente consideradas as líderes no desenvolvimento de sistemas ISDN segundo as normas CCITT, com um produto em comum denominado Sistema X. Embora tal equipamento já esteja em uso há vários anos nas principais centrais telefônicas da British



Novo videofone compatível com o sistema ISDN, produzido pela Philips.

Telecom, recentes aperfeiçoamentos na velocidade disponível dos enlaces de dados internos e externos despertaram o interesse de diversas companhias telefônicas de outros países, que estavam planejando e instalando novas redes de comunicação de dados e voz. A taxa de transferência de dados do Sistema X foi elevada de 80 para 144 kbts/s, com plena compatibilidade entre o novo e o velho sistema.

Na Telecom 87, a dupla Plessey/GEC demonstrou a versatibidade da mais recente versão de sua central-tronco compatível com ISDN. O sistema instalado no estande operou continuamente, atuando como parte de uma central telefônica situada em Londres. Durante o

evento foram estabelecidos enlaces bidirecionais via satélite entre Genebra e Londres, para demonstrar que parte do tráfego telefônico manipulado por uma central londrina poderia ser transferido para o sistema instalado no estande.

O público visitante foi convidado então a contactar telefones de Londres, diretamente do estande, sem ter que usar os prefixos necessários. Mesmo ocupando pouco espaço, a central ISDN podia manipular fac-símile, telex, TV de baixa varredura, computadores, redes locais, voz e videofone para cinco companhias ao mesmo tempo.

Uma interessante novidade técnica desenvolvida especificamente para utilização em sistemas ISDN é o balanceamento dinâmico da indutância de linha. Uma simulação por computador aplicada ao Sistema X da Telecom 87 demonstrou como um sistema inteligente de teste e controle pode executar uma análise rápida e invisível das características da linha telefônica. Isto ocorre cerca de um segundo após a linha ter sido selecionada e proporciona os elementos básicos para o circuito ativo de diapasão que atua como terminação de linha, pelo lado da ISDN.

A combinação formada pela terminação e pela indutância do diapasão é continuamente ajustada, a fim de se obter a melhor supressão possível de ruído, oscilação de pulsos e ecos de linha. São todos efeitos problemáticos da transmissão de dados, provocando distorção e, como é óbvio, uma redução na taxa de dados (ou seja, na velocidade de transmissão). Em suma, o diapasão ativo cria as melhores condições para cada linha, independentemente de sua extensão ou dos equipamentos ligados a ela. Permite, dessa forma, novas maneiras de se utilizar as linhas telefônicas ou os modens já existentes.

O console de operador acoplado a uma central compatível com o sistema ISDN representa uma drástica mudança em relação à conhecida "mesa de telefonista". A maior parte do trabalho passa a ser executada por um computador, enquanto uma tela de alta resolução fornece uma visão de conjunto de todas as conexões feitas e pendentes entre os telefones internos e externos. Os ramais internos não são identificados por números e sim por códigos alfabéticos de fácil memorização, todos exibidos na tela com suas informações de status.

Os ramais podem ser chamados através de um único comando do teclado. Entre os vários recursos previstos pelo novo console de operador, podemos citar rediscagem automática, lembretes automáticos, designação de níveis de prioridade, chamadas de ramais em grupo, teleconferências, varredura de ramais para localizar uma pessoa chamada e discagem totalmente automática dos serviços de emergência, além do registro das atividades diárias em uma impressora. A velocidade com que o sistema opera não pode ser ultrapassada nem mesmo pelas mais experientes telefonistas.

A central do Sistema X é completamente modular, podendo ser adaptada e programada de acordo com as exigências de cada usuário. É possível, por exemplo, selecionar uma voz sintetizada, masculina ou feminina, que quando requisitada informa sobre o custo e duração de cada chamada. O pessoal de manutenção também pode utilizar essa voz artificial (mas bastante realista) para obter informações técnicas sobre a parte da linha ou da central que está exigindo reparações.

3

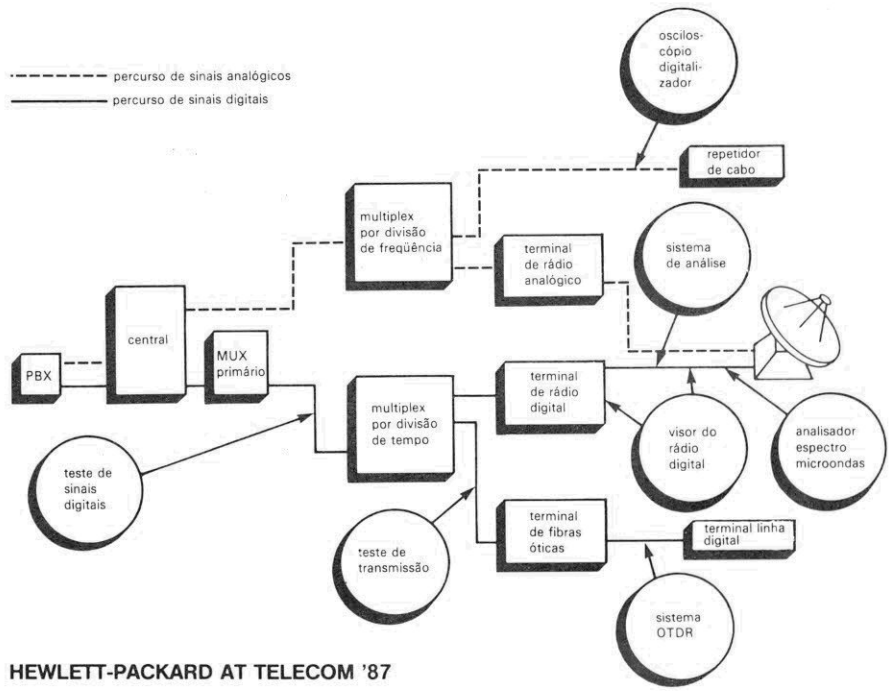
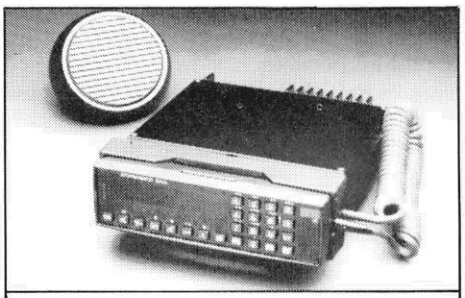



figura 3 — A Hewlett-Packard propõe a utilização de estruturas ISDN para uma rápida manipulação de dados em complexos sistemas automáticos de teste e medição.



O radiotelefone Stornophone 6000 é capaz de orientar o usuário em 10 idiomas diferentes.

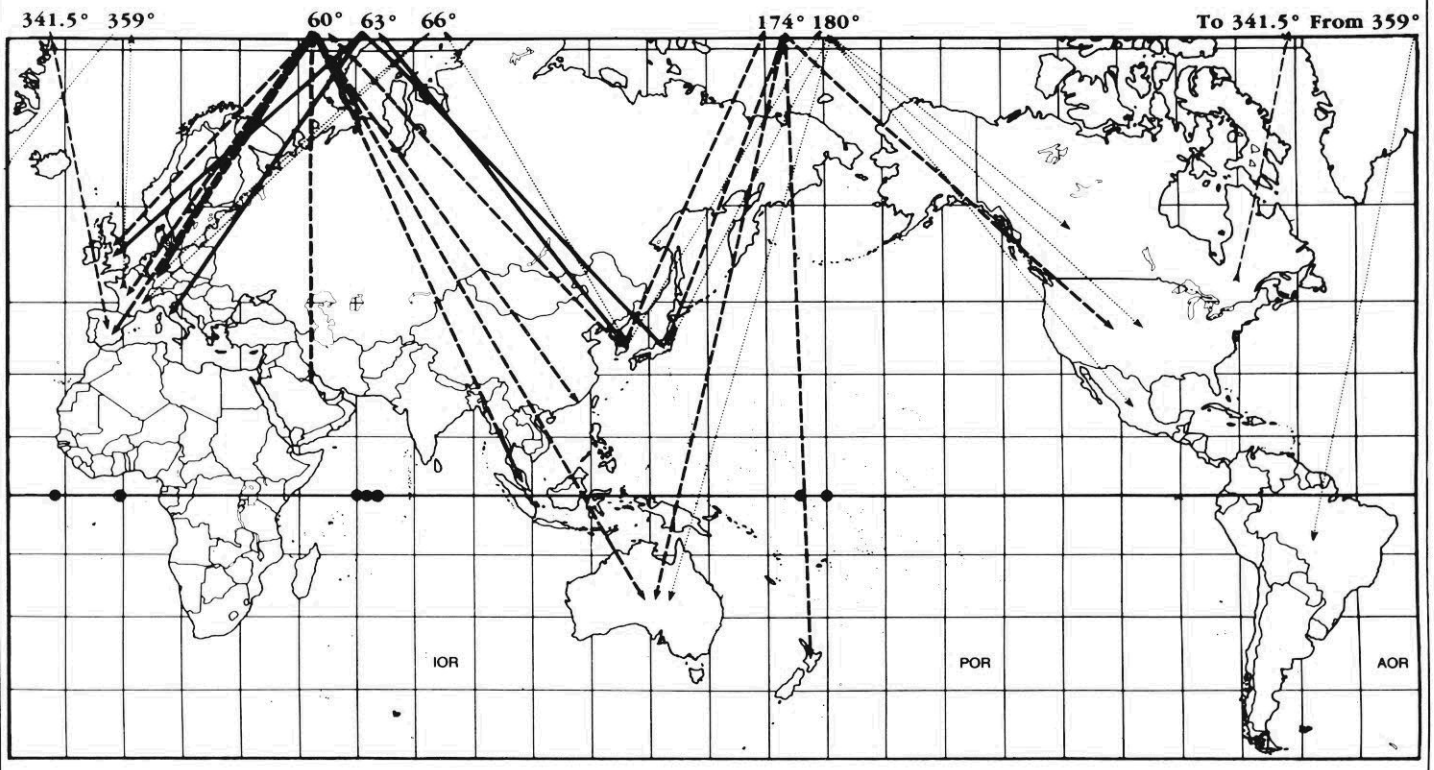



figura 4 — Proposta para a rede de satélites geossíncronos da Intelsat, na cobertura das Olimpíadas de Seul, na Coréia (cortesia da Intelsat).

## *Satélites: competição e cooperação*

Havia muito otimismo e bom humor nos estandes das empresas EutelSat, AeroSpatiale, EuroSatellite, ArianeSpace e várias outras companhias e instituições envolvidas na construção, lançamento e operação do primeiro satélite europeu de transmissão direta (DBS ou *Direct Broadcasting Satellite*), batizado de TV SAT-1. É que finalmente, depois de muita publicidade negativa provocada pelo desastre com a nave Colúmbia e pelos lançamentos fracassados de dois satélites de comunicação, a empresa francesa ArianeSpace estava novamente confiante: o lançamento do TV-SAT 1 era o assunto do dia. O sr. Jean-Pierre Baudry, da EuroSatellite, recebia telexes diretamente do local de lançamento, em Kourou, na Guiana Francesa. Algum tempo depois, porém, soube-se que o satélite havia entrado em órbita geoestacionária, como previsto, mas que provavelmente não poderá ser utilizado segundo o cronograma original, devido a dificuldades técnicas com o equipamento de telemetria e com um dos painéis solares. Era a última coisa que a indústria eletrônica alemã podia esperar: um lançamento bem sucedido de um satélite com defeito.

Como a indústria americana de satélites vê os esforços europeus de colocar seus próprios satélites de alta potência para TV em órbita? A sra. Walda W. Roseman, chefe da assessoria de imprensa da Intelsat, afirmou que a força combinada das indústrias espaciais européias não representa ainda séria competição para sua companhia, simplesmente porque "a tecnologia carece de experiência". Ela prosseguiu então demonstrando o grande potencial tecnológico e os bons resultados financeiros alcançados pelo Intelsat, um consórcio internacional famoso por sua experiência na operação de dezenas de satélites geoestacionários, voltados para comunicação de dados e serviços de TV. Os serviços de transmissão direta de 4 canais da Alemanha e da França, TV SAT e TDF, respectivamente, tornaram-se economicamente inviáveis devido aos pesados investimentos feitos pelos governos dos dois países; em outras palavras, jamais se tornarão lucrativos pela simples razão de que não dispõem de canais livres que possam ser alugados a estações comerciais de TV.

## *Inmarsat*

A Organização Internacional de Satélites Marítimos (Inmarsat) dedica-se exclusivamente à operação de satélites geoestacionários que estabelecem comunicação de dados e voz entre navios, estações costeiras e, em breve, também entre aviões. Em seu estande, o principal tópico consistia em uma inciativa de ampliar os serviços com sistemas de comunicações aeronáutica e terrestre do tipo móvel. Dessa forma, num futuro não muito distante, as companhias aéreas poderão oferecer aos seus passageiros serviços internacionais de telefonia e transmissão de

dados. Já é possível vislumbrar executivos a bordo de aviões, enviando relatórios preparados em seus computadores *laptop* (micros portáteis em forma de maleta), diretamente para os escritórios de suas empresas.

A Inmarsat manipula atualmente esse tipo de comunicação através de nove satélites colocados em órbita geoestacionária em vários pontos do planeta. São eles os Marecs A e B2, três da série MariSat e alguns *transponders* alugados em quatro satélites Intelsat série 5. A organização espera ainda atender uma demanda crescente nas comunicações marítimas, através de três satélites Inmarsat-2, que estão em fase de construção por um consórcio internacional liderado pela British Aerospace. Esses satélites serão de propriedade da própria Inmarsat, ao invés de serem alugados por ela.

## *A força oriental*

Estiveram presentes à Telecom 87 nada menos que 26 organizações e fabricantes japoneses ligados às telecomunicações. Montaram um estande coletivo que só ficava atrás, em tamanho, ao dos Estados Unidos e da França. Entre os principais participantes, podemos citar Japan Radio, Hitachi, Fujitsu, NEC, Sony, Panasonic, Matsushita, NHK (a corporação japonesa de radiotransmissão), Canon, Ricoh, OKI e KDD.

Uma das mais interessantes novidades apresentadas por eles era a HDTV (TV de alta definição), equipamento desenvolvido pela NHK. Esse padrão de TV baseia-se em 1125 linhas e numa relação de aspecto equivalente a 9:16, devendo revolucionar os receptores de televisão em vários pontos do mundo. O novo padrão permite reproduzir imagens coloridas com brilho e resolução sem paralelo, em monitores de 32 ou 40 polegadas, além de um áudio compatível com os discos compactos a laser.

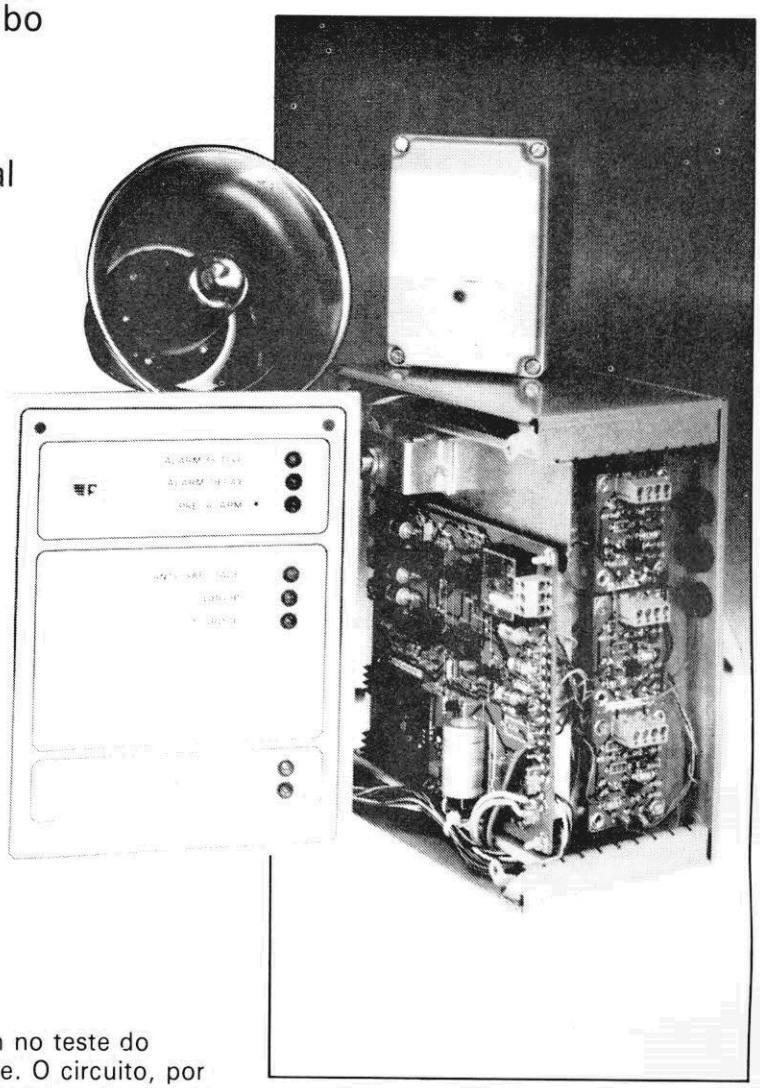
Como as imagens de alta definição contém cinco vezes mais informação que uma imagem PAL convencional, a NHK empenhou-se em desenvolver o sistema MUSE de transmissão para satélites. Essa sigla significa *Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding* e envolve equipamentos de estúdio concebidos para comprimir a faixa de mais de 20 MHz da HDTV em apenas 8 MHz (que é a banda base do enlace de subida), sem reduzir a qualidade da imagem.

A NHK já realizou inúmeros experimentos com a transmissão dos sinais de alta definição, através do satélite japonês BS-2B. Seu objetivo é elevar o número de linhas, na trama da TV, para 2200, além de estar envolvida em pesquisas de televisão tridimensional.

Outros ítens interessantes do estande japonês eram as máquinas de fac-símile da Ricoh e da Canon, compatíveis com o sistema ISDN. O modelo da Canon incluía um sistema de *desktop publishing* (editoração por computador), um monitor A4 vertical e uma impressora a laser de média resolução. Com a velocidade de 64 kbits/s, esse equipamento é capaz de transmitir um documento em apenas três segundos; quem precisa de telex, com esses recursos de fac-símile?

Quanto à Hitachi, apresentou seu novo sistema HMAP-D, uma estação de trabalho completa para o projeto, armazenagem e recuperação de informações mapeadas. O equipamento foi demonstrado ao vivo durante o evento de Genebra, empregando um enlace por satélite para receber informações de um computador central, sediado em Tóquio. Listas de terrenos e mapas detalhados, contendo os nomes das ruas e dados sobre o tráfego, podiam ser obtidos quase que instantaneamente em um monitor colorido de alta resolução, de 58 polegadas, e também numa impressora em cores. Codificação de cores, ampliação de áreas e a "rodagem" dos mapas pela tela eram algumas das várias possibilidades desse poderoso sistema de comunicação. ◀

A demanda por equipamentos contra roubo só tende a crescer, dada a insegurança reinante nos dias de hoje.
A revista Elektor resolveu dar sua contribuição, sob a forma de uma central de alarme confiável e relativamente barata, adequada às mais variadas aplicações e podendo ser utilizada com inúmeros tipos de sensor



# Central de alarme residencial

P. Theunissen

Este alarme emprega, no mínimo, duas placas de circuito impresso: uma para os circuitos de controle e outra para as interfaces, que pode ser repetida várias vezes, se necessário. A placa de interface foi projetada para acomodar dois sensores de alarme (de infravermelho, ultra-sônicos, abertura ou fechamento, etc.) ou então um sensor e um circuito de auto-proteção para a placa de controle. Por isso, cada interface oferece duas condições de operação: (a) NA, quando os contatos de chaveamento ficam normalmente abertos e se fecham no disparo do alarme; (b) NF, caso em que os contatos estão normalmente fechados e abrem assim que o alarme é disparado.

Foi previsto também um período de retardo, a fim de permitir que as pessoas deixem o local, após o acionamento do alarme, e possam desligá-lo em tempo hábil, quando voltarem. No segundo caso, uma cigarra de pré-alarme e um LED opcional são utilizados para indicar que o alarme foi disparado. Esse tipo de implementação é de grande utilidade também no teste do sistema de alarme. O circuito, por fim, é alimentado pela rede, mas previu ainda a inclusão de uma bateria de 12 V, que funciona como alimentação de reserva, no caso de queda de força.

## *Configuração básica*

Vamos começar nossa análise pelo diagrama de blocos da figura 1. Assim que o interruptor S1 (que deve ser, de preferência, do tipo acionado por chave) é fechado, o LED D4 acende e o monoestável MMV1 produz um pulso de *reset* que vai disparar MMV2 — cuja saída $\overline{Q}$ assume então um nível baixo. Esse nível lógico evita que qualquer pulso de alarme enviado pela interface I atinja o monoestável MMV3, ao menos durante algum tempo.

Enquanto o circuito permanece na condição de retardo, um dos LEDs (D9, na figura 3) acende, mas o alarme não é ainda disparado. Logo que MMV2 volta ao estado inicial, D9 apaga e MMV3 é habilitado. Agora os pulsos vindos da interface I podem disparar esse monoestável, fazendo com que sua saída $\overline{Q}$ vá para "0". O biestável FF1 é então ativado, acionando por sua vez o LED e a cigarra associados a ele; essa é a fase de pré-alarme.

Somente quanto MMV3 volta à sua condição estável (ou seja, após outro retardo) o monoestável MMV4 chega a ser disparado. A segunda etapa de atraso permite que o proprietário entre no local e desligue o alarme, antes que ele comece a soar. Assim que S1 é desligado, o LED D3 apaga, MMV3 deixa de atuar e o alarme sofre um *reset* geral. Os vários pulsos aqui mencionados foram relacionados na figura 2, formando uma carta de tempos.

## *Detalhes do circuito*

Esses pulsos foram assinalados também no esquema da figura 3, para melhor orientação do montador. Note primeiramente que o terminal 2 desse diagrama constitui a entrada para o circuito de auto-proteção do sistema; essa linha é formada por um dos fios do cabo múltiplo que liga os sensores às placas de interface. Esse arranjo não passa de um recurso anti-sabotagem, pois garante que o alarme não seja desativado caso o cabo seja cortado por um ladrão mais esperto — ao contrário, ele é imediatamente disparado, ja que o circuito de auto-proteção fica acoplado diretamente à placa de controle, "contornando" o interruptor S1.

Quando o pulso gerado por um dos sensores alcança a saída de MMV4 ou quando o biestável FF2 recebe um pulso *clock* de MMV3, FF2 é ativado. A saída Q então assume um nível alto e nele permanece, evitando que MMV4 seja novamente disparado. Ao mesmo tempo, o pulso de saída é amplificado por T1 e usado para energizar o relé Re1 — quando soa então a sirene.

1

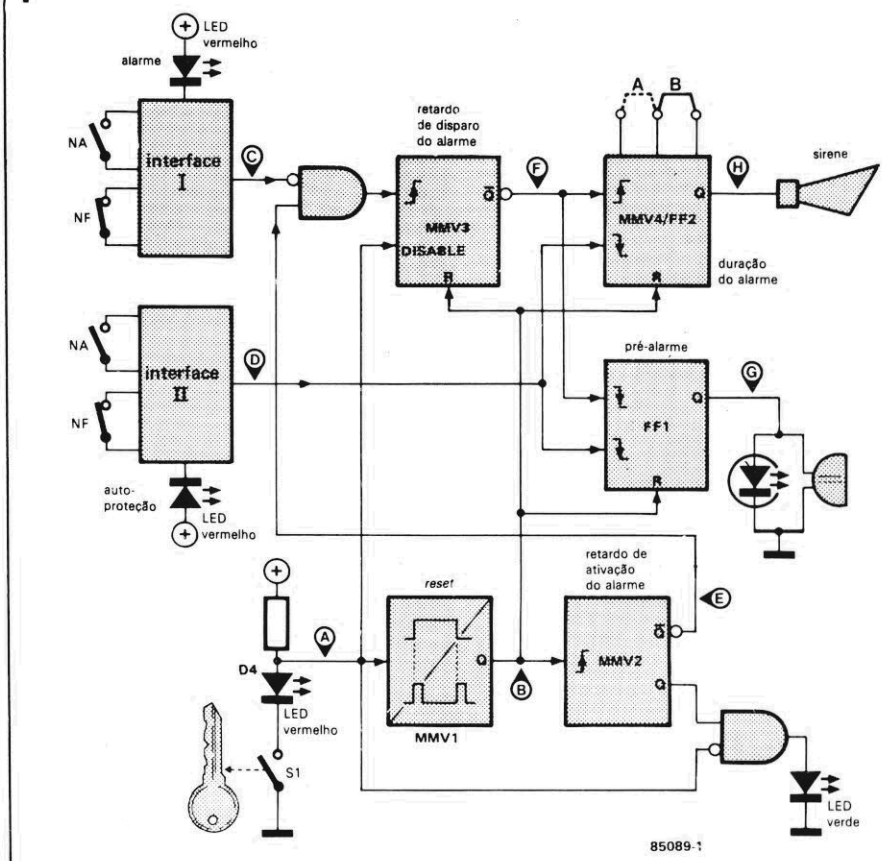



figura 1 — Diagrama de blocos da central de alarme com duas interfaces.

2

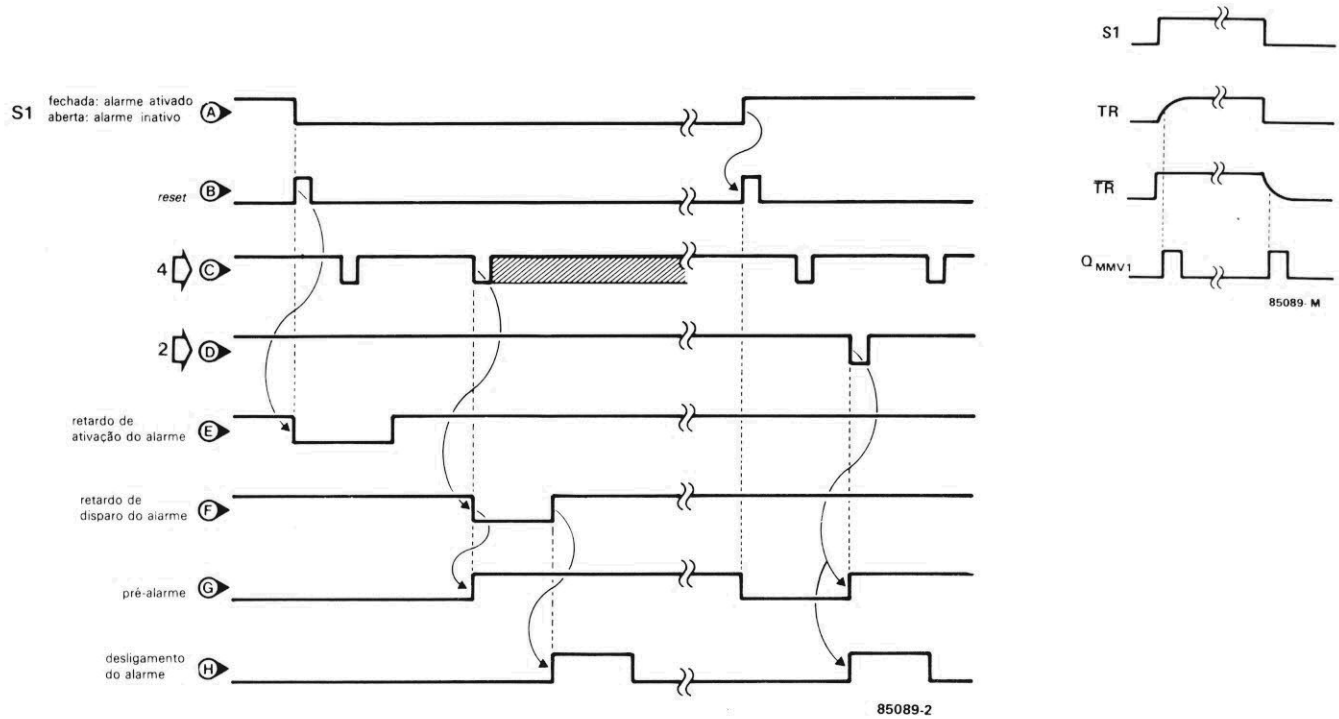



figura 2 — Diagrama de tempos dos vários sinais envolvidos no circuito.

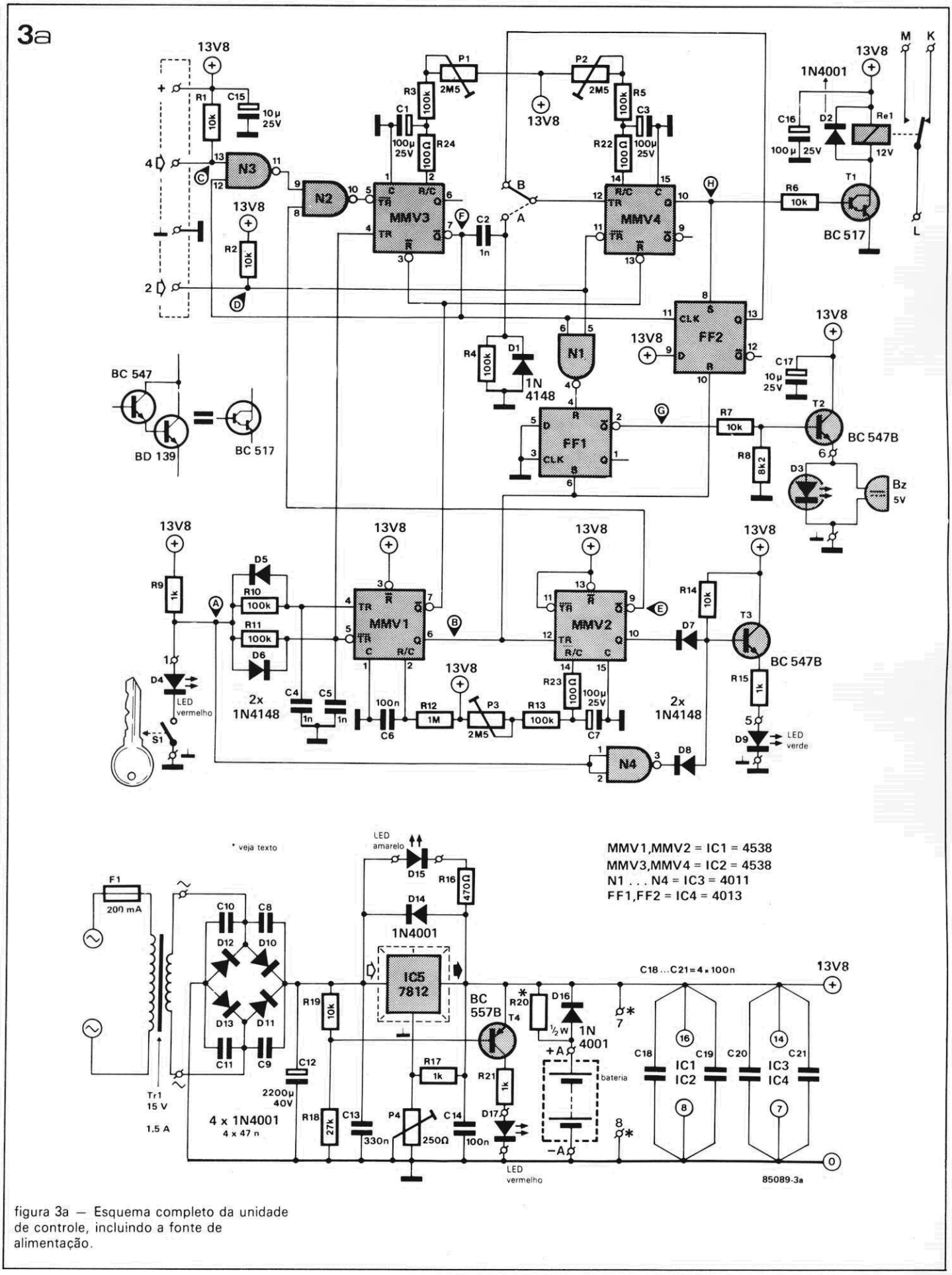



figura 3a — Esquema completo da unidade de controle, incluindo a fonte de alimentação.

O relé pode ficar ativado por um período que varia de 10 segundos a 4 minutos, de acordo com o ajuste de P2. Ligando a ponte B, faz-se com que a sirene pare de soar depois de transcorrido esse período; nesse caso, o sistema só poderá ser reativado desligando-se o interruptor S1 e ligando-o novamente. Optando porém pela ponte A, consegue-se um alarme contínuo, até que a unidade seja desligada. Esse recurso adicional permite que o sistema obedeça a regulamentações específicas, que impedem a ocorrência de alarmes sonoros por períodos prolongados em certas áreas.

O circuito de *reset* MMV1 gera um pulso em sua saída Q toda vez que S1 é aberto (flanco de subida em TR) ou fechado (flanco de descida em TR).

## *Fonte de alimentação*

O circuito que alimenta o sistema (veja a figura 3a) resultou bem mais elaborado que o normal porque incorpora uma proteção contra falhas da rede. Para essa finalidade, ele contém dois LEDs: D15, de cor âmbar, para indicar operação a partir da rede; e D17, vermelho, que avisa quando o sistema está sendo garantido pela bateria.

Com alimentação pela rede, o potencial na entrada de IC5 é maior que em sua saída, fazendo acender D15. Como a tensão sobre C12 gira em torno dos 19 V, o potencial na junção R18/R19 aproxima-se de 14V; T4 permanece então no corte e D17 não acende. Ao falhar a rede, porém, esse transistor passa a conduzir e o LED é acionado.

Para a alimentação de reserva, convém adotar uma bateria chumbo-ácida de 12 V e 1 Ah; o diodo D16 pode ser então dispensado e o resistor R20, substituído por uma ponte de fio. Também é possível, porém, usar uma bateria níquel-cádmio de 12 V, com capacidade de 0,5 Ah — quando é preciso manter D16, mas R20 pode ser omitido. Qualquer que seja o tipo de bateria escolhida, ela será continuamente carregada pelo circuito.

## *Interfaces*

Os circuitos de interface, cujo esquema aparece na figura 3b, oferecem duas condições distintas de operação, como já foi mencionado. Os contatos NA devem ser conectados em paralelo e os NF, em série. Uma função secundária das interfaces é a de evitar a influência do ruído gerado por cabos mais extensos sobre os circuitos de controle.

5

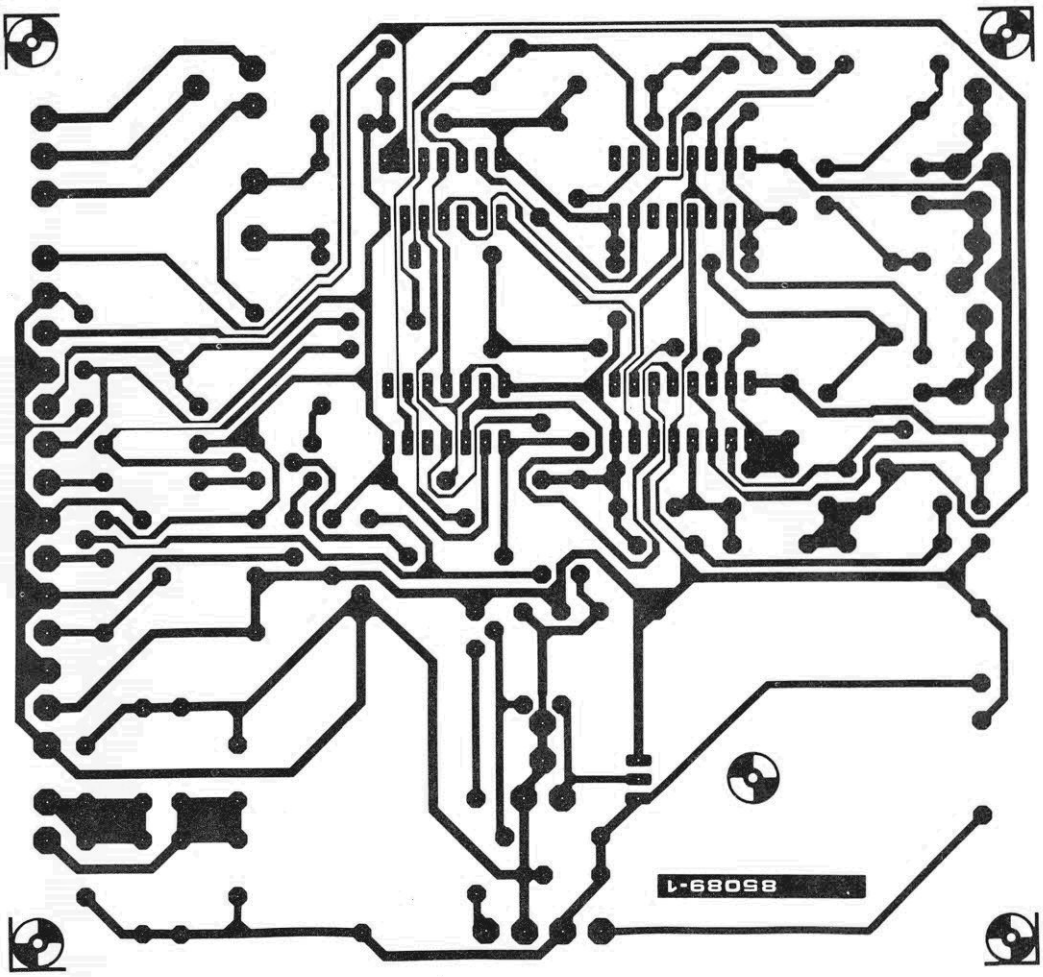



figura 5 — Placa de circuito impresso da unidade de controle em tamanho natural, vista pelos dois lados.

Diversas placas de interface podem ser ligadas em paralelo, caso em que uma porta E é formada pelo diodo D5, na placa de interface, e por R1 ou R2 (dependendo do caso), na placa de controle. Isto quer dizer que quando uma das interfaces assume um nível lógico baixo, o mesmo vai acontecer com a entrada correspondente da placa de controle. Isto possibilita usar os mais variados sensores, dos quais a figura 4 está mostrando um de infravermelho, num esquema geral de fiação de sistema.

Cada uma das interfaces dispõe de suas próprias linhas positiva e negativa de alimentação, que são usadas fundamentalmente para os contatos NA ou NF. Elas também podem ser empregadas, porém, para levar tensão até os sensores. Recomenda-se instalar um pequeno fusível de 200 mA em série com a linha negativa, prevendo a ocorrência de curto-circuitos entre as duas linhas, caso a cabo venha a ser cortado.

O interruptor S1 fica normalmente posicionado junto à unidade de controle; na

3b

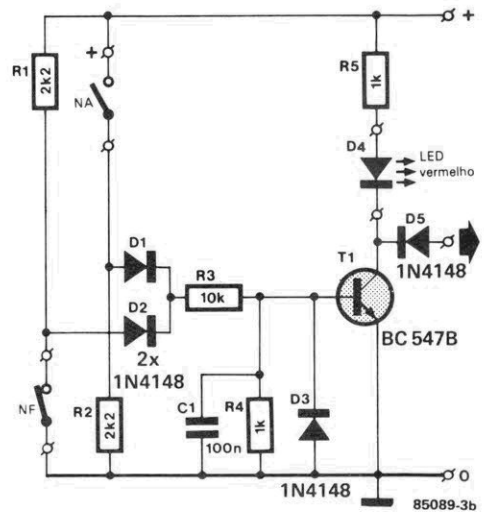
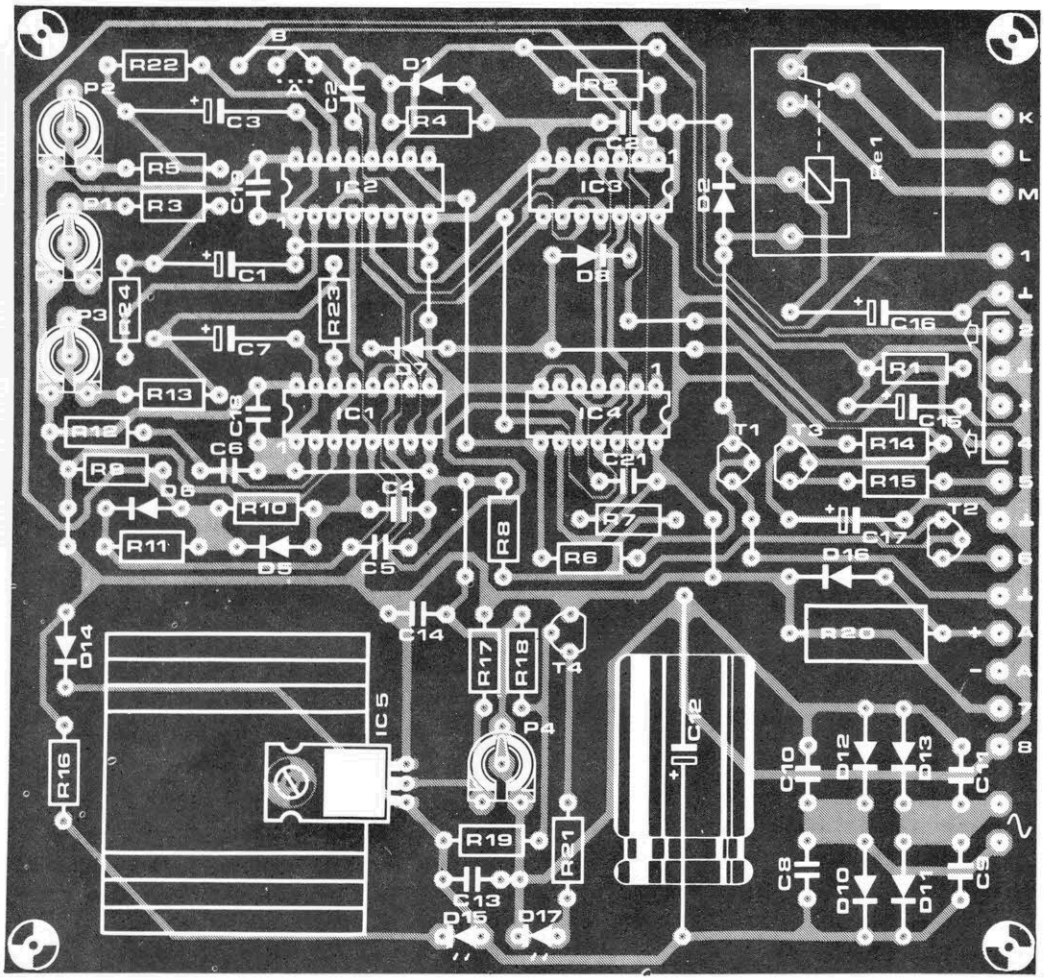



figura 3b — Esquema básico de uma interface.




Lista de componentes (unidade de controle e fonte)

Resistores
R1, R2, R6, R7, R14, R19- 10 k
R3... R5, R10, R11, R13- 100 k
R8- 8,2 k
R9, R15, R17, R21- 1 k
R12- 1 M
R16- 470
R18- 27 k
R20*-120-1/2 W
R22... R24- 100
P1... P3-trimpots de 2,5 M
P4- trimpot de 250
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C3, C7, C16- 100 µF/25 V
C2, C4, C5- 1 nF
C6, C14, C18... C21- 100 nF
C8... C11- 47 nF
C12- 2200 µF/40 V
C13- 330 nF
C15, C17- 10 µF/25 V

Semicondutores
D1, D5... D8- 1N4148
D2, D10... D14, D16*- 1N4001
D3- veja texto
D4, D17- LEDs de 5 mm, vermelhos
D9- LED de 5 mm, verde
D15- LED de 5 mm, âmbar
T1- BC517 ou MPSA14*
T2, T3- BC547B
T4- BC557B
IC1, IC2- 4538
IC3- 4011
IC4- 4013
IC5- 7812

Diversos
S1- interruptor liga/desliga operado por chave
F1- fusível miniatura, 200 mA, ação retardada
Tr1- trafo de 15 V, 1,5 A*
Re1- relé para circ. impresso*
Bz- cigarra piezoelétrica, 5 V, 25 mA
Dissipador para IC5
Bateria de 12 V*
Placa nº 85089-1

* veja texto

eventualidade de ser instalado em outro local, será preciso providenciar uma interface separada para ele, igual à da figura 3b. Ainda em série com D4, o interruptor deverá tomar o lugar dos contatos NA (com o anodo do diodo ligado ao "+" !). Nesse caso, os terminais 0, saída e + da interface terão que ser acoplados aos pontos 8, 1 e 7 da placa de controle, respectivamente; além disso, o valor de R2, na fig. 3b, deverá ser reduzido para 1 k.

## *Montagem e testes finais*

As placas de circuito impresso destinadas à unidade de controle e às interfaces podem ser vistas nas figuras 5 e 6, respectivamente. Note apenas que a segunda foi concebida em versão "dobrada", ou seja, permite alojar duas interfaces idênticas; pode ser cortada ao meio, contudo, caso seja necessária apenas uma delas ou um número ímpar de interfaces.

A montagem em si não oferece grandes dificuldades. É preciso, no entanto, fazer algumas considerações sobre determinados componentes empregados no projeto original do alarme. O primeiro deles é o transistor BC517, um darlington de pequena potência mas com um elevadíssimo ganho de corrente; a própria relação de componentes sugere uma alternativa que, de acordo com a época, pode ser mais facilmente encontrada no comércio brasileiro: é o MPSA14. Se mesmo esse outro modelo estiver em "entressafra", a solução será apelar para um desdobramento desse par darlington, implementando-o com dois transistores separados e mais facilmente encontráveis (BC547 e BD139), como está sugerido na própria figura 3a. Mas isto implica, como é óbvio, numa reformulação do traçado da placa, na área correspondente.

Outro componente que terá que ser trocado por um equivalente nacional é o relé Re1, um tipo específico para montagem em circuito impresso. Como ele serve de carga para o coletor de T1, será preciso definir primeiramente a solução para esse transistor, para depois selecionar um relé apropriado. Na prática, isso envolve a localização de um modelo com as características corretas na bobina e nos contatos.

4

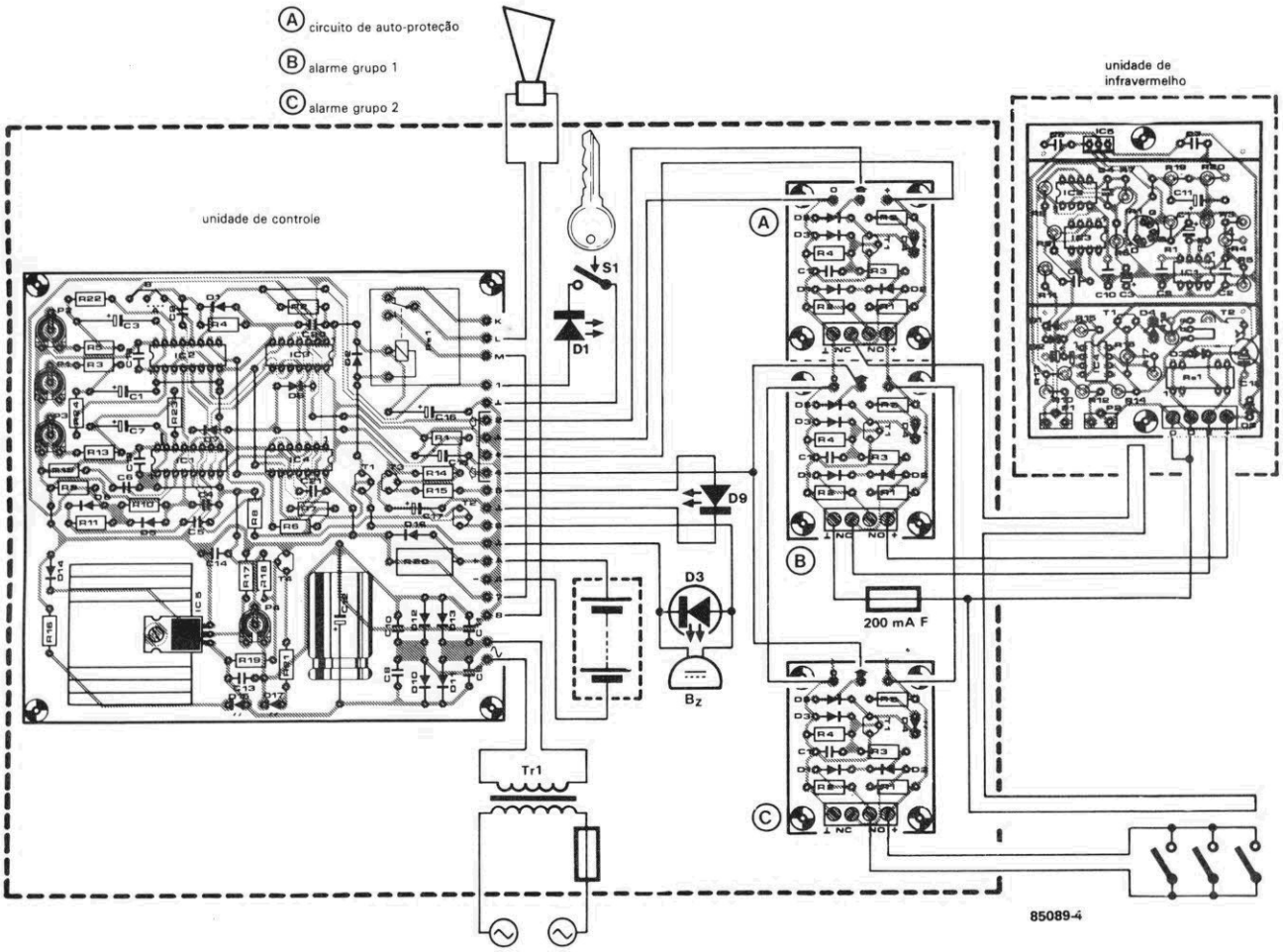



figura 4 — Fiação de todo o sistema de alarme residencial.

6

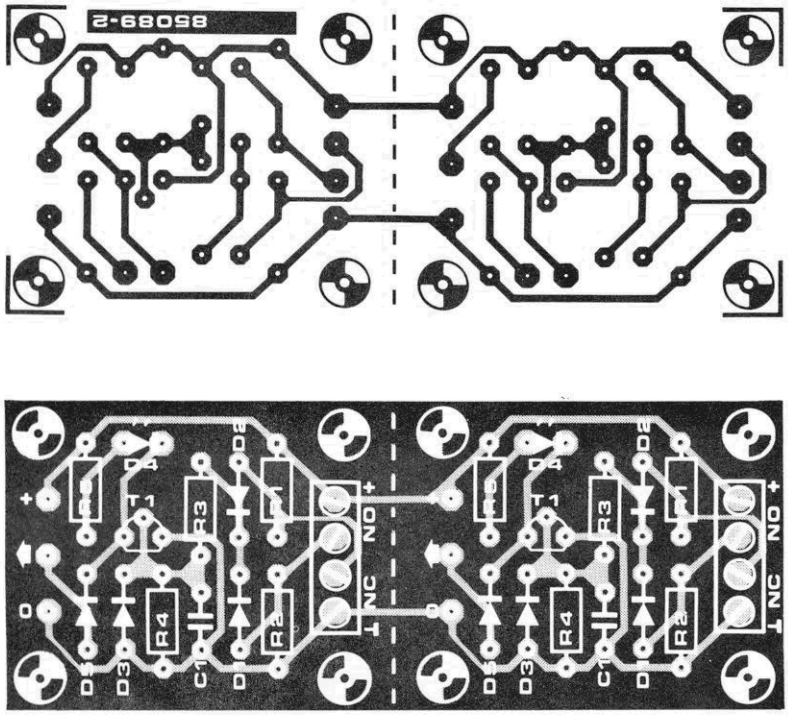



figura 6 — Circuito impresso para duas interfaces; ele pode ser usado completo ou cortado pela metade, segundo as necessidades.

Lista de componentes (interfaces)

Resistores
R1, R2*- 2,2 k
R3- 10 k
R4, R5- 1 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 100 nF

Semicondutores
D1... D3, D5- 1N4148
D4- LED de 5 mm, vermelho
T1- BC547B

Diversos
Blocos c/ 4 terminais parafusados
Placa nº 85089-2

* veja texto

Obs.: a lista se refere a uma só interface

Só então o traçado do local poderá ser convenientemente alterado.

O diodo D3 também é um componente especial, que dificilmente será encontrado no Brasil (trata-se de um LED "pisca-pisca" que pede uma alimentação de 5 V). Mas ele pode ser simplesmente eliminado, deixando apenas a cigarra piezoelétrica (esta sim facilmente localizável) para sinalizar a situação de pré-alarme; ou, então, substituído por um LED comum com um resistor em série.

A fonte de alimentação foi projetada para alimentar também a sirene, em princípio um modelo de 12 V, 6 W; caso o montador vá optar por algum modelo alimentado pela rede, a capacidade de corrente do transformador poderá ser reduzida para 1 ou até 0,5 A. As interligações das placas foram representadas na figura 4, como já vimos — que mostra um exemplo com 1,5 placa de interface (onde meia placa abriga o estágio anti-sabotagem). A unidade terminada deve ser acondicionada em uma caixa metálica robusta, como sugere a foto que ilustra o artigo.

Antes de instalar a bateria, ajuste P4 até obter uma tensão de 13,8 V entre os terminais 7 e 8; só então ligue a bateria ao circuito, certificando-se de que está totalmente carregada. Experimente fechar o interruptor S1, verificando se o diodo D9 acende e volta a apagar logo em seguida. O tempo de acendimento, como já vimos, pode ser regulado entre 10 segundos e 4 minutos com o auxílio de P3.

Teste agora o circuito de auto-proteção, abrindo um contato NF ou fechando um contato NA; nos dois casos, o relé deve ser energizado, o diodo D3 acender e a cigarra soar. O tempo de manutenção do relé (ou seja, o período em que soa o alarme) pode ser determinado através de P2 — observando que P1...P3 apresentam seus valores mínimos quando voltados totalmente para o sentido anti-horário.

Sempre que um grupo normal de alarme recebe pulsos de um dos sensores, nada deve acontecer de imediato; mas caso o circuito anti-sabotagem seja alcançado por um pulso, é obrigatório que o alarme seja imediatamente disparado. Os grupos normais de alarme só podem dispará-lo com S1 fechado; isto ocorre após um retardo entre 10 segundos e 4 minutos (estabelecido por P1), quando o relé é então energizado. ◼

# Treze sugestões para fontes de alimentação

## 1. Zener estável

Como todos sabem, a queda de tensão sobre um diodo zener depende da corrente que passa por ele. Assim, de acordo com o tipo e a potência do componente, poderão ocorrer desvios consideráveis em relação à tensão nominal de zener. Isto pode tornar-se um problema, especialmente em circuitos onde uma tensão CC estável é essencial.

O modo mais lógico de resolver o problema consiste em manter constante a corrente pelo diodo, a fim de que a tensão de zener não sofra alterações. Para que a carga acoplada ao diodo "puxe" uma corrente constante, ele pode drená-la de uma fonte de corrente; nesta, a corrente resulta então dependente da tensão de zener.

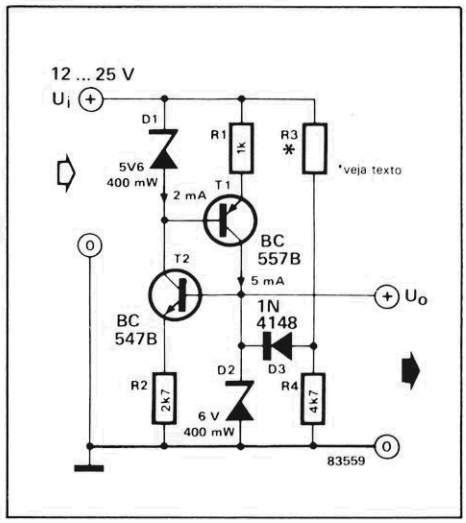
Em nosso caso, estamos utilizando um diodo com uma tensão nominal de 6 V; outros valores poderão ser adotados, caso os resistores R1...R4 sejam alterados adequadamente. A tensão máxima de entrada é limitada principalmente pela potência que puder ser dissipada em T1 e T2. Quanto ao seu valor mínimo, deve ser pelo menos igual à soma das tensões de zener em D1 e D2.

A fonte de corrente, formada por T1, R1 e D1, garante a invariabilidade da corrente em D2. Por outro lado, T2, R2 e D2 constituem outra fonte de corrente, agora para D1, fazendo com que a corrente por ele também seja constante. Por fim, o diodo D3 e o divisor de tensão composto por R3/R4 permitem que o circuito possa ser "disparado" (como se fosse um tiristor formado por transistores).

Logo que uma tensão é aplicada ao circuito, uma corrente flui por D3, provocando a condução de T2 (e também de T1, portanto). O valor de R3 deve ser selecionado de maneira que D3 seja bloqueado tão logo a tensão sobre o diodo zener tenha estabilizado. Deve-se ter o cuidado então para que a tensão no anodo de D3 seja inferior à soma da tensão sobre D2 com 0,6 V (que é a própria queda de tensão no diodo). Isto é definido pela fórmula

$$\frac{R4}{R3 + R4} \times U_i < U_{D2} + 0.6\ V.$$

Além disso, a tensão na junção de R3 e R4 deve equivaler a 1,2 V, pelo menos, para que T2 possa conduzir.




## 2. No-break compacto

Não existe nada pior do que uma queda na tensão da rede, por mais breve que seja, quando estamos trabalhando com um sistema contendo memórias voláteis, tais como RAMs. Uma vez ocorrida a interrupção, não importa o quanto tenha durado, não haverá mais sombra dos dados guardados na memória — motivo pelo qual inúmeros circuitos já foram projetados para contornar o problema de falhas na rede elétrica, sejam elas de longa ou curta duração. O circuito aqui proposto pertence à mesma categoria genérica, embora bem mais simples e barato.

Uma ponte retificadora adicional é ligada à fonte já existente, junto com o relé Re1, colocado em série com o resistor R1. O circuito deve detectar qualquer problema na rede assim que ele ocorrer; essa parte fica sob responsabilidade do relé, que ao deixar de ser alimentado fecha seus contatos, ativando a alimentação de reserva de 10...15 V.

Mas como é óbvio, qualquer que seja a rapidez do processo ele exigirá um certo período de tempo; durante essa transição, portanto, o capacitor C1 deverá ser capaz de suprir a corrente necessária. Caso ocorra uma ligeira queda de tensão nesse capacitor, ela será compensada pelo regulador IC1.

Existe ainda a opção de se utilizar um relé de CA, caso em que a ponte retificadora B2 pode ser dispensada. Mas se for dada preferência a um tipo CC, a tensão de manutenção do relé deverá ficar cerca de 1,2 V abaixo da existente no secundário do transformador. A seguinte fórmula pode ser empregada para se estabelecer o tipo correto:

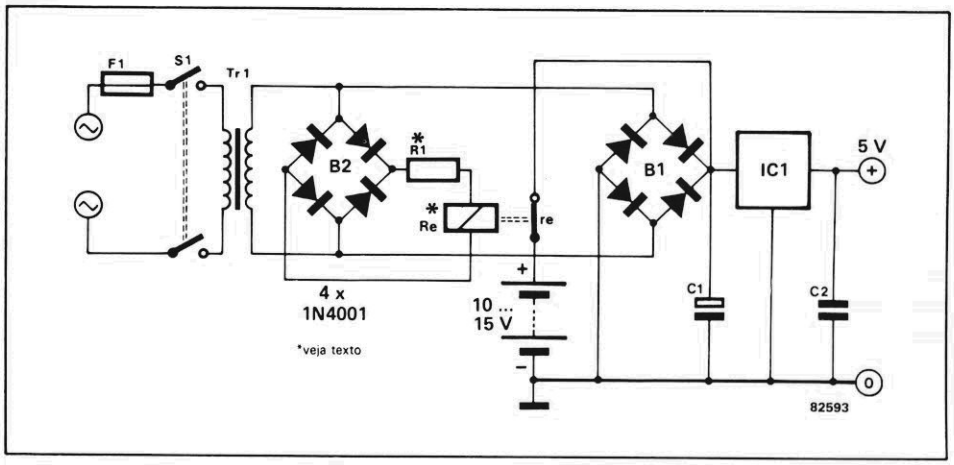
$$R_1 = \frac{\frac{2}{TL} \cdot U_{RMS} \cdot \sqrt{2} - U_h - 1.2}{I_h}$$

$$= \frac{0.9 \cdot U_{RMS} - 1.2 - 1}{U_h} \quad R_{Re1}$$

$$I_h = \frac{U_h}{R_{Re1}}$$

onde R1 é o resistor-série em ohms, $R_{Re1}$ é a resistência da bobina, $U_h$ e $I_h$ são a tensão e a corrente de manutenção, respectivamente, e 1,2 V é a queda tolerada de tensão sobre a ponte retificadora.

O relé deverá, além disso, ser suficientemente lento para "cobrir" o espaço de transição, quando a tensão cair abaixo do nível de manutenção — mas não lento demais, senão o capacitor C1 estará em dificuldades e o próprio relé começará a vibrar. Quanto mais rígidas as tolerâncias de operação, tanto mais rápido será o chaveamento para a fonte de reserva. Lembre-se, aliás, que esta não precisa necessariamente suprir todo o sistema, mas apenas as memórias RAM; os acumuladores, dessa forma, irão durar muito mais tempo.




Também é possível manter as baterias em regime de carga permanente, bastando ligá-las ao terminal positivo de C1 através de um resistor em série (ou seja, em paralelo com os contatos do relé). O valor desse resistor vai depender do acumulador adotado (alcalino, níquel-cádmio ou chumbo-ácido).

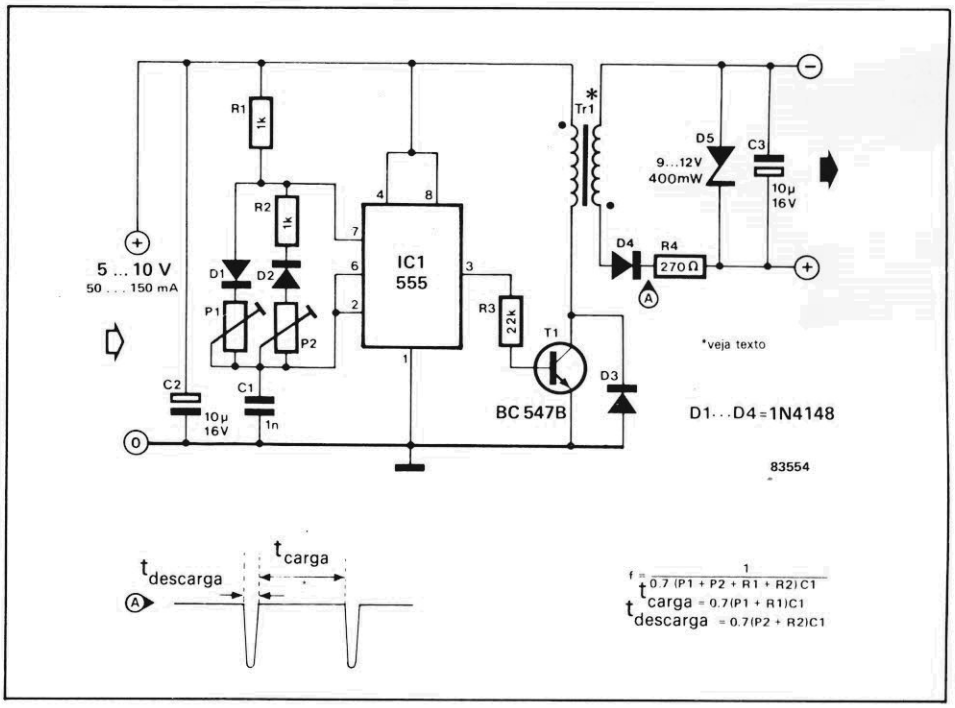
## 3. Conversor CC/CC

A. Bovee

Ao se utilizar um instrumento digital de medição com outro circuito eletrônico é geralmente necessário (ou desejável, pelo menos) separar totalmente a alimentação das duas partes. O caso pode ser resolvido utilizando-se duas fontes separadas, é claro, mas é possível obter o mesmo resultado com uma só fonte e um conversor CC/CC. O tipo de conversor aqui descrito é bastante compacto e pode fornecer correntes de até 50 mA.

A sugestão consiste em um multivibrador astável (IC1), que chaveia a tensão fornecida a um transformador (Tr1) por intermédio de um transistor (T1). A tensão entregue pelo secundário do transformador é retificada em meia onda e depois filtrada; no final, a tensão de saída é limitada pelo zener D5.

O transformador adotado deve exibir uma relação de espiras de 1:1 — tal como os que são utilizados no disparo de tiristores,

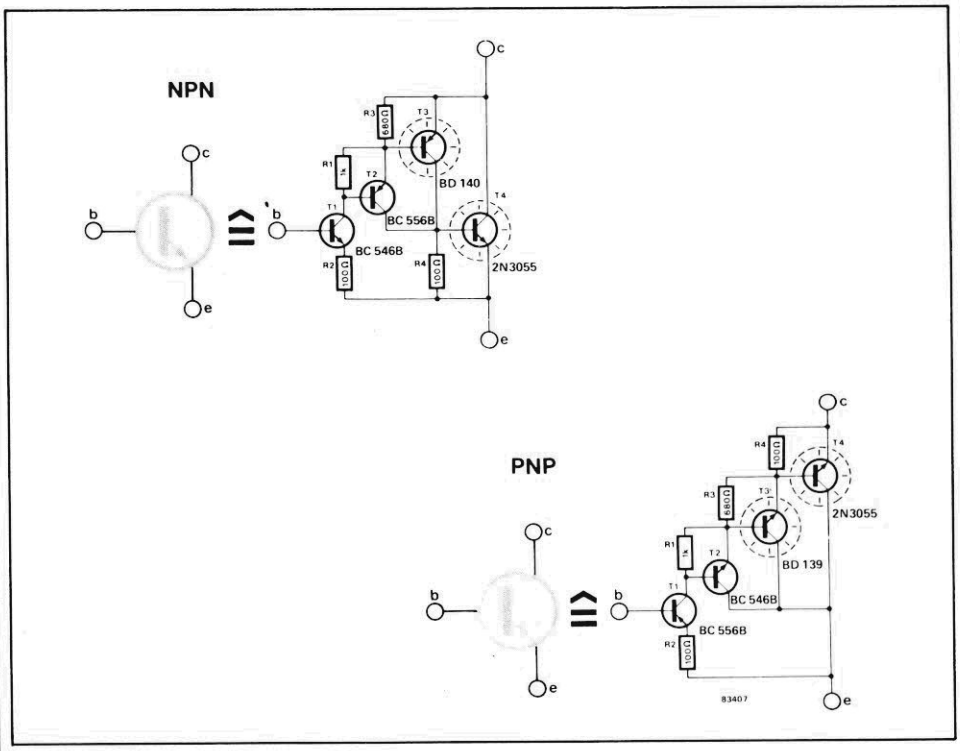



por exemplo. Um pequeno transformador de áudio (daqueles usados em rádios portáteis) também servirá perfeitamente. A frequência e a largura de pulso do circuito podem ser adaptadas ao transformador disponível, através de P1 e P2; os de disparo dão melhor resultado ao redor dos 100 kHz, enquanto os de áudio costumam trabalhar mais à vontade entre 0,5 e 40 kHz. Qualquer que seja o tipo do transformador, porém, cuidado para ligá-lo com as polaridades corretas. As fórmulas de cálculo da frequência e dos tempos aparecem na própria figura.

## 4. Super-darlingtons

Não é raro termos a necessidade de um transistor com especificações acima das normais, especialmente em termos de tensão e corrente de coletor, máxima dissipação e ganho de corrente. Isto pode ser facilmente conseguido utilizando-se uma combinação de transistores complementares, interligados para trabalhar como um único transistor NPN ou PNP.

Nos circuitos aqui mostrados são usados quatro transistores. Selecionando-se cuidadosamente os valores de R1, R3 e R4, o ganho total de corrente pode chegar a 1,5 milhão! As características de cada circuito são virtualmente idênticas às do 2N3055; portanto, até 115 W podem ser dissipados a 25°C, ao passo que a tensão e a corrente máximas de coletor são 60 V e 15 A, respectivamente. A tensão de saturação da combinação NPN gira em torno dos 2 V, enquanto a da PNP é de 3 V, aproximadamente.



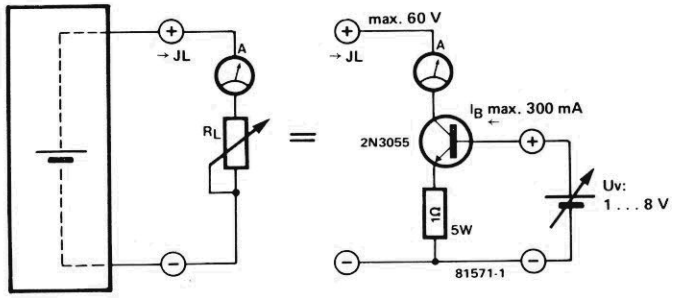

## 5. Resistor de potência ativo

Uma das grandes dificuldades que se encontra no teste de fontes de alimentação é a falta de cargas adequadas. Normalmente, o problema é resolvido por uma combinação de resistores; mesmo não sendo particularmente uma solução elegante, permite realizar testes com alguma confiabilidade. Entretanto, resistores com uma potência superior a 10 W constumam ser caros e difíceis de encontrar, dependendo do valor — sem falar que constituem uma carga sem possibilidade de variação.

Substituindo os resistores de potência por um circuito ativo, todas essas desvantagens podem ser evitadas. Em nosso caso, um transistor 2N3055, com o ganho controlado por uma fonte independente, faz as vezes de um resistor de carga infinitamente variável. Mediante a utilização de um dissipador adequado, tal circuito será capaz de dissipar até 50 W de potência. E como vantagem adicional, permite que se mantenha constante a corrente de carga, mesmo com a variação da tensão entregue pela fonte de alimentação.

É preciso ter sempre em mente, porém, a dissipação máxima do transistor. Conforme se vê na figura 2, uma corrente de 2,5 A a 20 V nos dá apenas 50 W, mas

1



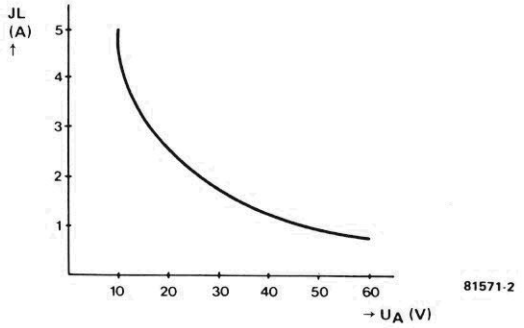
essa mesma corrente a 50 V fornece 125 W — o que pode ser demais até para o 2N3055.

A tensão de base para o transistor pode ser obtida por meio de um divisor de tensão em paralelo com uma fonte externa. Na falta desses recursos, pode-se implementar o circuito da figura 3 — onde o BD139 é usado como excitador, com a finalidade de manter tão reduzida quanto possível a drenagem de corrente da bateria.

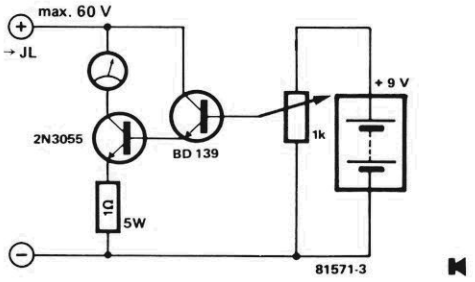
O nível de potência pode subir um tanto bruscamente com o aumento de tensão e por isso é conveniente haver alguma indicação dos valores de corrente e tensão no circuito. O gráfico da figura 2 pode ajudar a estabelecer, juntamente com os instrumentos de medida, quando a máxima potência permissível está sendo excedida.

O circuito proposto pode atuar também como limitador de corrente, um recurso muito útil quando se carrega baterias por corrente constante. Nesse caso, a bateria deve ser instalada entre o amperímetro e o coletor do transistor; convém lembrar, porém, que não se deve permitir que a tensão aumente a ponto de causar danos às placas da bateria.

2




3

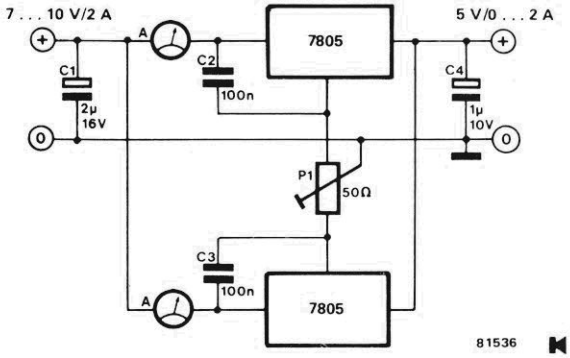



# 6. CIs reguladores em paralelo

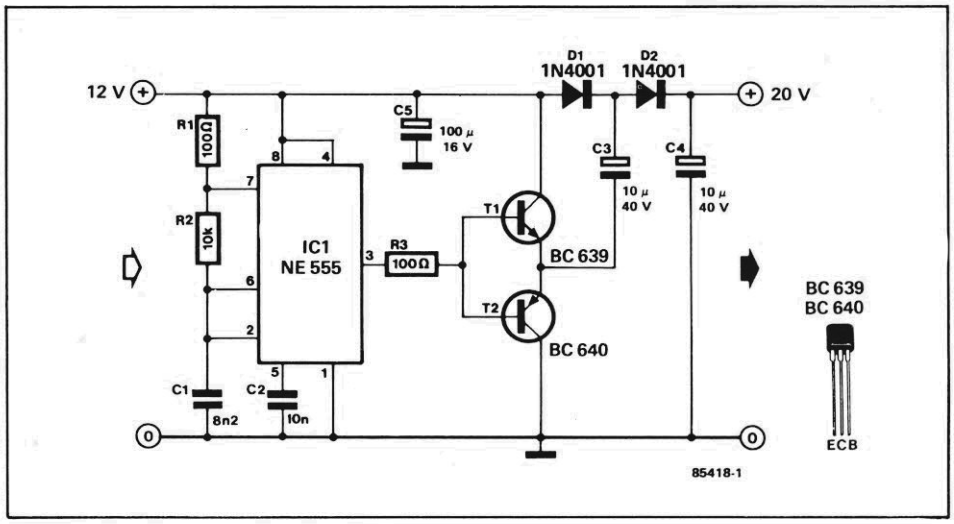
A conhecida série 78XX de reguladores integrados de tensão foi projetada para fornecer correntes de até 1 A. Em muitas circunstâncias, no entanto, esse valor é baixo demais para oferecer a necessária margem de segurança. A solução mais óbvia — ligar dois reguladores em paralelo — esbarra num sério obstáculo: um dos reguladores acaba fazendo todo o serviço, enquanto o outro finge de morto.

Nem tudo esta perdido, porém, como demonstra o circuito aqui sugerido. Em primeiro lugar, é preciso arranjar dois amperímetros e ligá-los nos pontos indicados pelo esquema; na falta deles, pode-se substituí-los por dois pequenos pedaços de fio de resistência e medir com um voltímetro a queda de tensão sobre eles.

A saída de cada regulador pode então ser balanceada por meio do potenciômetro P1, de modo que ambos forneçam a mesma corrente. Os capacitores de desacoplamento devem ser montados tão próximos quanto possível dos reguladores, especialmente C2 e C3.



# 7. Dobrador de tensão




O dobrador de tensões contínuas é particularmente útil quando é preciso obter um valor mais elevado de tensão de uma fonte já existente. Como a exigência de corrente em tais casos costuma ser pequena, o circuito pode ser projetado de forma simples e barata.

Os multivibrador estável IC1 atua como gerador de ondas retangulares, cuja saída de 8,5 kHz excita continuamente os transistores T1 e T2. Sempre que o nível em seu pino 3 está baixo, T1 fica no corte e T2 conduz; como o terminal negativo de C3 é então ligado à terra, esse capacitor é carregado via diodo D1. Quando a saída de IC1 vai para o nível alto, T2 é levado ao corte e T1 passa a conduzir; o capacitor C3 não pode ser descarregado, devido à presença de D1, mas C4 carrega-se com uma tensão que equivale, aproximadamente, a +12 V somada à diferença de potencial sobre C3 e D1. No protótipo, o valor da tensão sobre C4 chegou aos 20 V, em média.

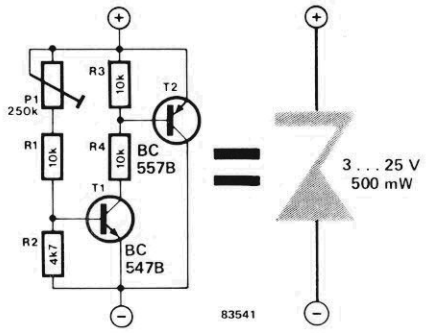
A corrente de carga não deve passar de 70 mA; nesse valor, a tensão de saída cai para 18 V, com uma eficiência de 32%. Os projetistas não testaram o protótipo com outras tensões de alimentação, mas pode-se assumir com segurança sua utilização em toda a gama de tensões de alimentação do 555.

A montagem pode ser feita sobre uma plaquinha padronizada, de modo que o circuito caiba na caixa da própria fonte. Caso seja necessária uma saída regulada, é possível instalar um regulador apropriado na saída — tal como os da família 78LXX, por exemplo. Será preciso, no entanto, levar em conta os requisitos de corrente do próprio regulador, na condição de carga máxima.

# 8. Zener variável

Um dos problemas com que topamos frequentemente, no desenvolvimento de circuitos, é a seleção dos valores corretos para os diversos componentes necessários. Em geral, costuma-se empregar o velho método de tentativa e erro para escolher os componentes mais adequados para cada caso. Mas há um problema constante envolvido com esse método: a maioria dos montadores, que confeccionam circuitos como *hobby*, não dispõe de grandes quantidades de componentes, a ponto de cobrir todas as gamas de valores exigidos. Isto sem falar na influência da Lei de Murphy: sempre temos todos os valores possíveis de um componente específico — com exceção daquele que precisamos.

Para driblar todas essas eventualidades, nada melhor que um componente "universal", isto é, que se adapte às necessidades de cada momento com pouca ou nenhuma alteração. Pois aqui está uma parte da solução, sob a forma de um "zener" com tensão variável. Comparado aos diodos zener verdadeiros, exibe uma resistência interna ligeiramente

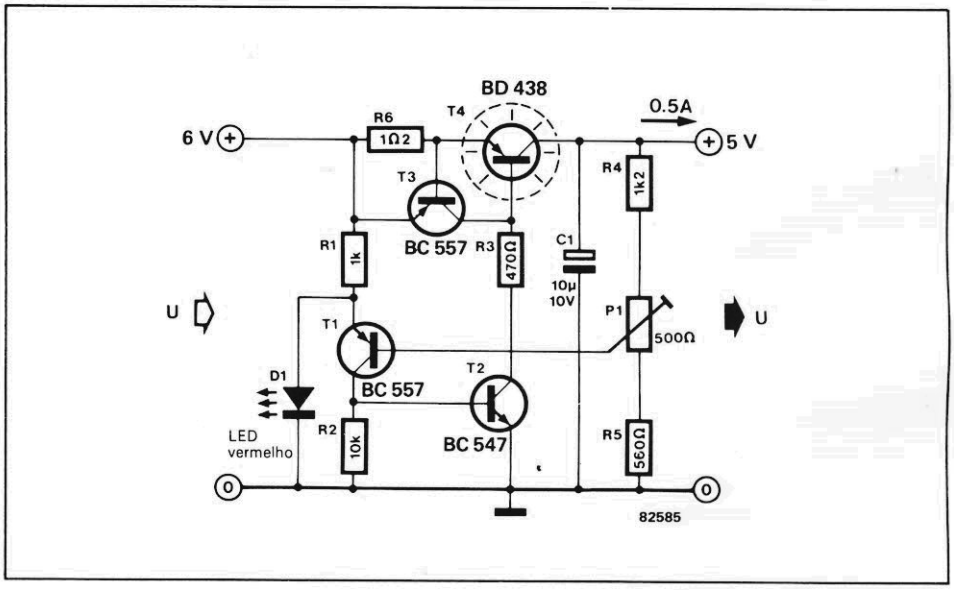


mais alta (20...50 ohms), uma carga máxima mais baixa e um coeficiente de temperatura pouco pior (cerca de -2 mV/°C/0,6V). Mas o circuito é bastante simples e a tensão a estabilizar pode ser variada ao longo de uma extensa faixa (3...25 V) — que são, afinal de contas, os fatores mais importantes.

Assim que a tensão na base de T1 supera o valor de 0,6 V, esse transistor conduz, fazendo conduzir também T2; a partir desse momento, a tensão não pode mais subir, exatamente como acontece em um diodo zener. A relação entre P1/R1 e R2 define a tensão de zener do circuito; para ajustá-la, deve-se ligar o circuito a uma fonte através de um resistor de 10 k, e então girar o cursor de P1 até que o valor desejado seja alcançado. Se o circuito for utilizado em substituição a um zener "real", em um circuito já existente, o resistor adicional poderá ser obviamente dispensado.

A máxima corrente permitida por esse zener variável é de 100 mA; a dissipação sobre o transistor T2 não pode exceder os 100 mW.

# 9. Regulador de alto desempenho




Todos os reguladores de tensão têm uma coisa em comum: o nível de entrada deve ser vários volts superior ao nível esperado de saída. É preciso admitir que a tensão entregue na saída é muito bem regulada, mas se por alguma razão não for possível dispor do valor pedido de entrada, os CIs reguladores existentes não terão serventia. A solução é apelar então para um circuito discreto como este, que fornece 5 V com apenas 6 V de entrada — mostrando-se ideal para aparelhos alimentados a pilhas ou baterias.

Basta uma análise rápida para descobrir o "macete" do circuito. Como a carga fica diretamente ligada ao coletor do transistor-série, este pode ser levado à saturação total, de forma que sua tensão emissor-coletor seja a menor possível. Essa tensão vai depender, é claro, da corrente e do tipo de transistor utilizado. Em nosso caso, com a máxima corrente de 0,5 A, teremos uma perda de 0,2 V na tensão (à qual deve ser acrescentada a queda sobre R6, essencial para a limitação de corrente).

Assim que a tensão sobre R6 chega perto de 0,5 V, T3 começa a conduzir, limitando a corrente de saída. O LED D1 tem dois objetivos na vida: como indicador e como referência de tensão, estabelecendo um nível de 1,5...1,6 V no emissor de T1. A corrente excitadora de base para este transistor é obtida no divisor de tensão formado por R4, P1 e R5. Dependendo da diferença entre os níveis de referência e saída, T1 vai conduzir com mais ou menos intensidade — o mesmo ocorrendo com T2, que irá fornecer mais ou menos corrente de base para T4. O capacitor C1 foi incluído para filtrar o estágio final do circuito.

No lugar do BD438 poderão ser adotados outros tipos corriqueiros, tais como BD136, BD138 ou BD140, por exemplo, embora possuam uma tensão de saturação ligeiramente maior. Para terminar, note que pelo fato de D1 estar atuando como referência, deve ser um LED vermelho; outras cores implicam em parâmetros diferentes.

# 10. Proteção embutida para fontes

As fontes de alimentação com altas correntes de saída, e particularmente aquelas com tensão ajustável, impõem severos castigos ao transistor-série final, sob a forma de níveis elevados de dissipação. Isto pode ser "aliviado" através de um pequeno circuito adicional, que permitirá reduzir consideravelmente as dimensões do dissipador destinado a esse transistor — podendo ser até substituído pelo painel traseiro da fonte em questão.

Além disso, nos casos em que são usados dois ou três transistores finais em paralelo pode-se voltar a usar apenas um. Em suma, o custo extra representado por este circuito poderá ser "amortizado" pela economia com os dissipadores, as próprias dimensões da caixa e o número de transistores empregados na saída.

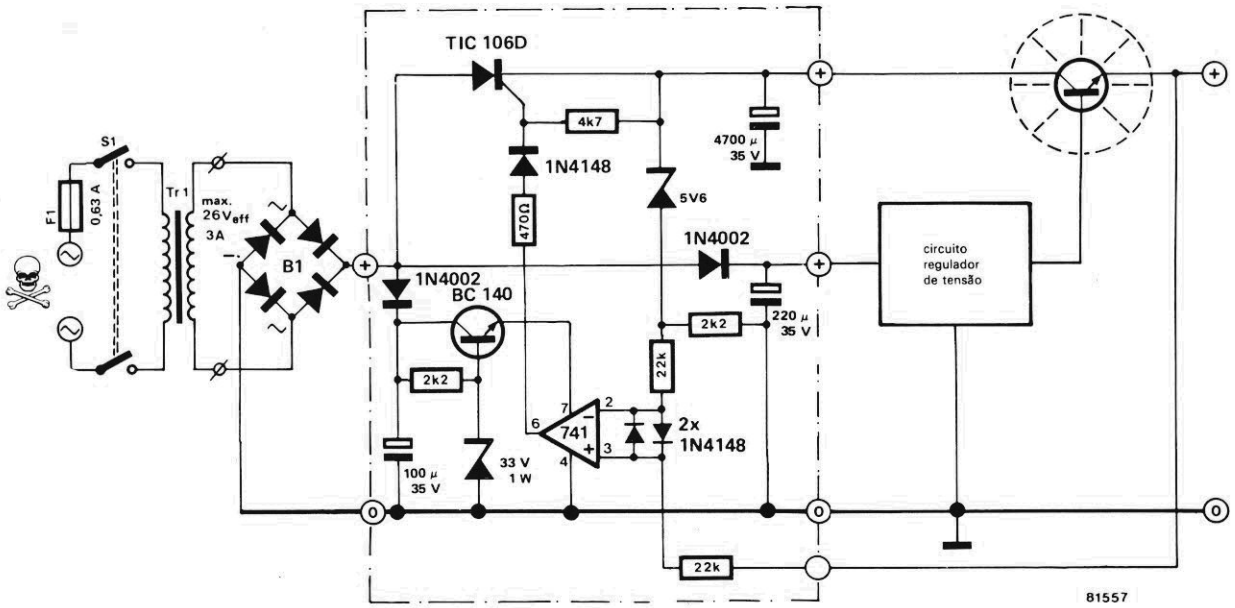
Como se vê pela figura, o estágio adicional vai ligado entre o lado positivo do retificador em ponte e o transistor-série final. Ele possui, de fato, duas saídas: uma delas fica acoplada diretamente ao coletor daquele transistor (no caso, um NPN) e a outra, ao regulador original da fonte. Veja ainda que a tensão de saída, entregue pelo emissor do transistor final, também é realimentada para o estágio adicional.

O operacional 741 atua comparando a tensão no emissor do transistor final, que é aplicada à sua entrada não inversora, com a tensão presente no coletor do mesmo. O zener ali incluído encarrega-se de manter o nível da entrada inversora 5,6 V mais baixo que a do coletor. A saída do operacional, portanto, dispara o tiristor toda vez que a tensão coletor-emissor do transistor de saída cair abaixo de 5,6 V — ocasião em que o capacitor de filtragem de 4700 μF é ligeiramente recarregado.

O circuito regulador da fonte é alimentado separadamente, por meio de um diodo e de seu próprio capacitor filtrante, de forma a permanecer sempre energizado e independente da alimentação pulsada principal. Quando ao 741, é alimentado através de um simples estabilizador de tensão, que o protege contra excessos da alimentação.

Da maneira como está sugerido aqui, o estágio adicional pode ser incluído em praticamente qualquer fonte capaz de fornecer uma saída de 25 V, no máximo. Como o capacitor de filtro deve ter 2200 μF por ampère de saída, conclui-se que o valor dado (4700 μF) refere-se a uma fonte de 2 A. A corrente nominal do tiristor precisa ser pelo menos três vezes superior que essa corrente máxima de saída.

Para fontes com tensão fixa de saída, pode-se reduzir ainda mais a tensão coletor/emissor. Esse fator é determinado pelo diodo zener, cujo menor valor prático é de 3,3 V. Para maior segurança, é recomendável incluir mais um resistor de 470 ohms em série com o transistor de potência. Caso o circuito comece a "falhar" com tensões de saída inferiores a 3 V, pode-se remediar trocando o 741 por um 3140.

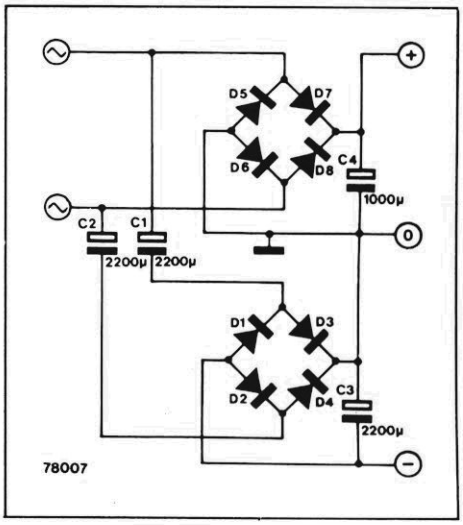


# 11. Espelho de tensão

Já existem várias sugestões de como obter uma alimentação simétrica a partir de um transformador com secundário único. Esta idéia representa mais uma contribuição para essa galeria de circuitos. Ele utiliza um segundo retificador em ponte (D1...D4), acoplado capacitivamente ao transformador através de C1 e C2; a tensão resultante, portanto, fica isolada em CC do mesmo, ao qual vai ligado diretamente o outro retificador (D5...D8). Dessa forma, o terminal positivo de C3 pode ser conectado à linha de O V, fornecendo tensões simétricas.

Como o capacitor C3 é carregado a partir de uma impedância mais elevada que C4 (devido à presença de C1 e C2), ele deve ter um valor maior, caso contrário a impedância interna e a tensão de *ripple* da metade negativa seriam razoavelmente diferentes da positiva. A tensão de trabalho dos capacitores deve pelo menos equivaler ao valor de pico entregue pelo transformador.

Com os valores dados no esquema, o circuito pode fornecer cerca de 0,1 A com uma tensão de 15 V no secundário e *ripple* de 1 V. Este pode ser reduzido pelas vias normais, ou seja, elevando o valor das capacitâncias (desde que seja adotado o mesmo fator em todas elas). No que se refere às




pontes, precisam suportar tanto a tensão de pico do transformador como a corrente máxima de carga. ◀

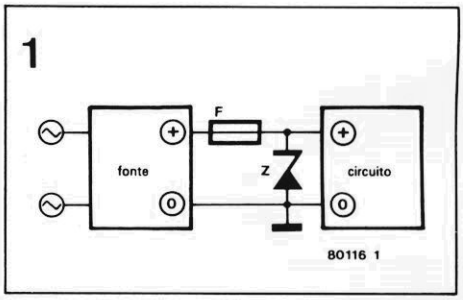
# 12. Freio de emergência para fontes

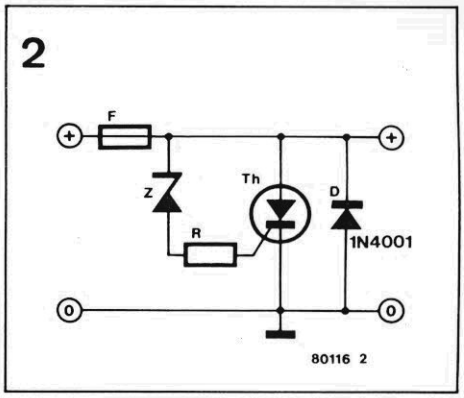
A proteção contra sobretensões só é eficiente quando se limita a tensão de alimentação — ou seja, pela inclusão de um sistema de controle dessa tensão. Mesmo assim, não há como impedir uma elevação excessiva na saída, caso ocorra uma falha no regulador, seja ele discreto ou integrado. Embora a própria fonte sofra poucas consequências nesses casos, o circuito alimentado pode ser seriamente danificado, mesmo com breves picos de tensão.

Como a prevenção é sempre melhor que a cura, não custa incluir um fusível e um zener entre a fonte e o circuito, como se vê na figura 1; esse "freio de emergência" trabalha de forma muito simples mas eficiente. A tensão do diodo, para começar, deve ser 2 V acima do valor entregue pela fonte — desde, é claro, que ela fique abaixo do nível máximo suportado pelos componentes do circuito sob alimentação. Assim, por exemplo, se um circuito contendo integrados CMOS for alimentado com +15 V, o limite absoluto para os CIs será de 18 V. Desse modo, um zener de 16 V deverá ser o escolhido, já que sua tensão de ruptura situa-se entre 15,3 e 17,1 V.

Em condições normais, o diodo zener não conduz; mas assim que a tensão da fonte subir excessivamente, ele começará a conduzir, evitando que ela aumente ainda mais. Uma corrente elevada irá então fluir pelo diodo, fazendo o fusível "queimar" quase que imediatamente. Daí se deduz que a corrente mínima de operação do fusível deverá ser superior ao consumo normal do circuito e que o zener terá que resistir a esses breves surtos de corrente.

Para melhorar a resistência térmica do diodo zener, convém resfriá-lo com um dissipador adequado. Note que o fusível também poderá resguardar o circuito contra curtos, enquanto o diodo vai desempenhar uma função adicional de proteção, limitando a tensão em cerca de



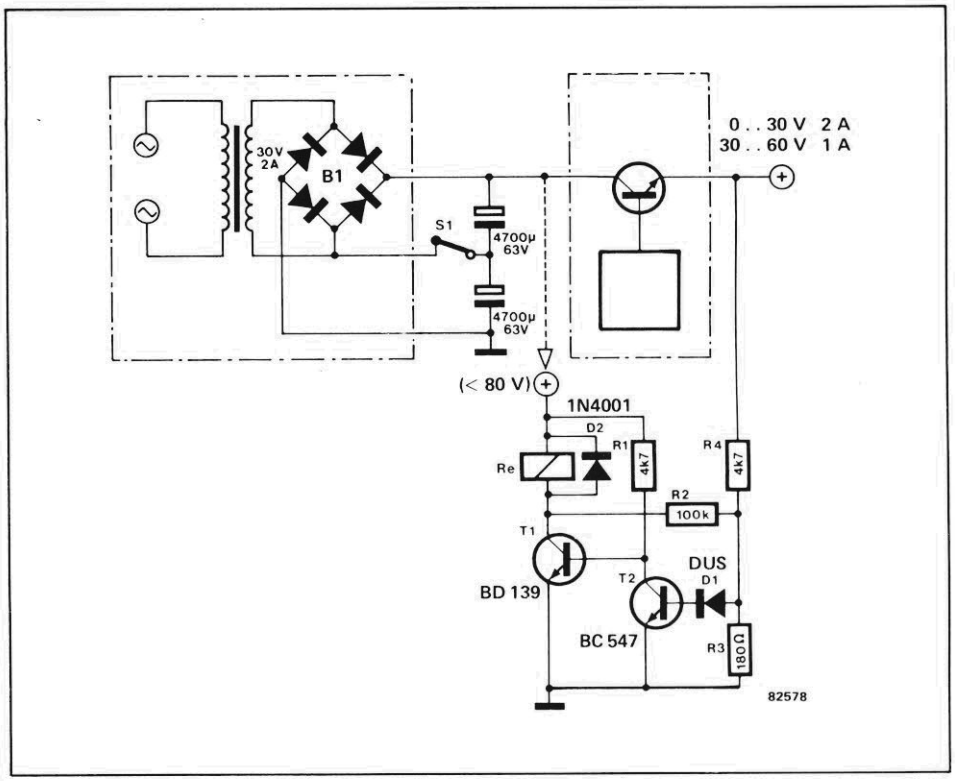

0,7 V sempre que os terminais da fonte forem invertidos.

Dependendo das correntes envolvidas, poderá ser necessário recorrer a um zener de potência, que não é um componente dos mais baratos (isto quando chega a ser encontrado). Na figura 2 temos uma solução mais econômica, que

consiste em acionar o fusível através de um tiristor. Logo que a tensão de alimentação atinge o nível crítico, o zener passa a conduzir, disparando o tiristor e "queimando" o fusível. O resistor R tem a função de limitar a corrente de porta, assim como a corrente através do diodo zener.

# 13. Economizador de energia

H. Burke




As fontes de alimentação variáveis devem atender a uma série de requisitos nem sempre facilmente realizáveis do ponto de vista técnico. A tensão de saída deve ser a maior possível, ao passo que correntes com menos de 1 ou 2 ampères são em geral descartadas. E os montadores que já tentaram construir uma fonte por conta própria estão a par dos altos níveis de dissipação impostos aos transistores de saída.

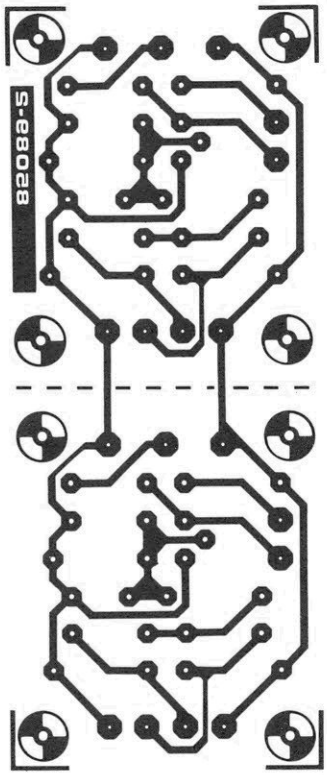
Um dos colaboradores europeus de Elektor encontrou uma forma de contornar esse problema, ao menos na maioria dos casos — e de maneira bem econômica! A máxima dissipação ocorre, como sabemos, quando correntes de carga elevadas são combinadas com baixas tensões de saída. Para limitar as perdas decorrentes dessa situação, costuma-se adotar transformadores com primários chaveados.

Este circuito é uma alternativa para muitos que não desejam arcar com a despesa extra de um transformador desse tipo. Com ele, pode-se obter o dobro da tensão e metade da corrente originais, mediante uma simples chave que pode ser operada manual ou automaticamente. Os componentes mais caros, nesse caso, são os dois capacitores eletrolíticos.

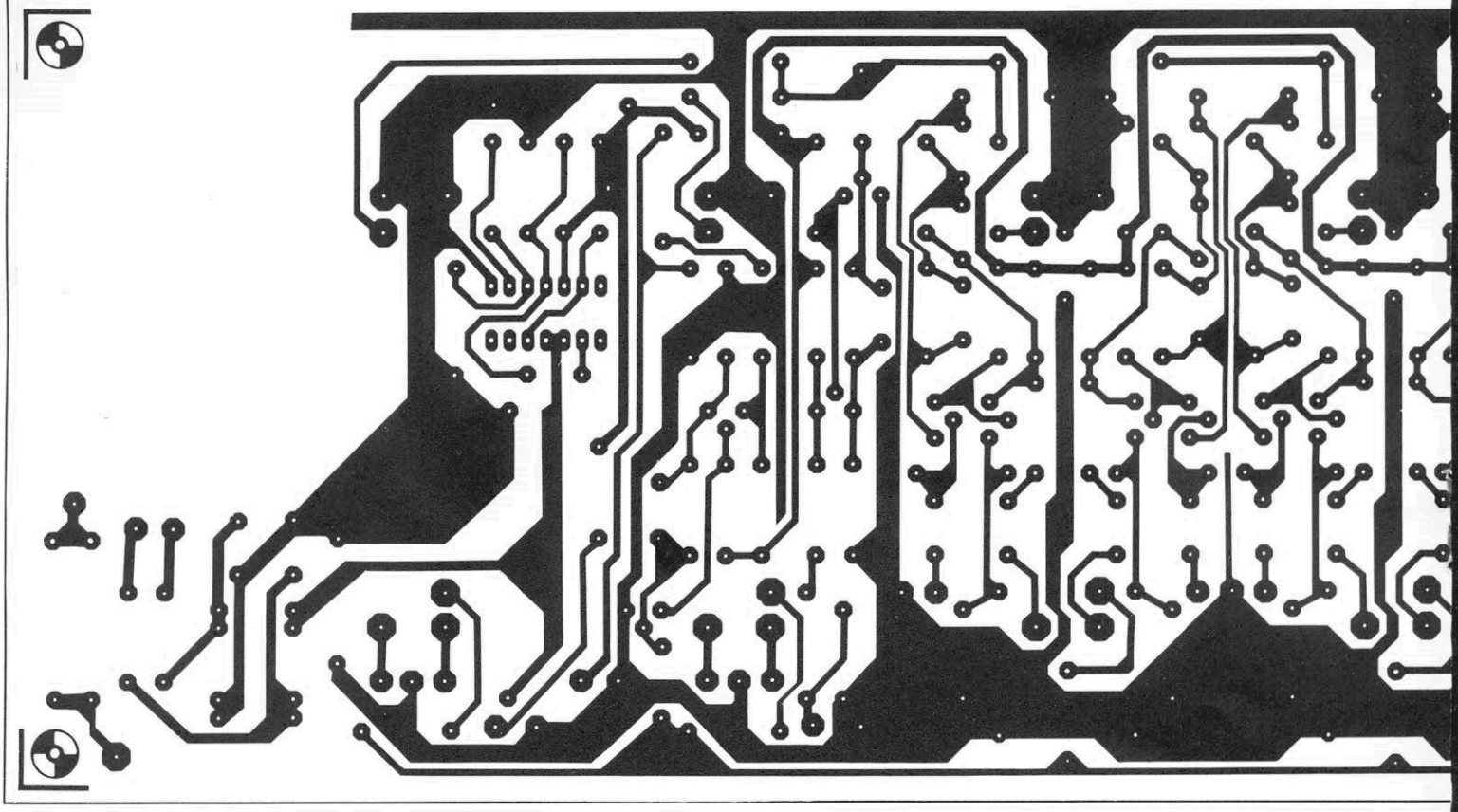
A fonte já existente foi representada dentro de linhas tracejadas; o restante dos componentes forma o circuito adicional proposto. Com tal implementação, é possível ter a tensão retificada normal ou dobrada, selecionada através dos contatos de S1 (que ficam abertos no primeiro caso). As tensões indicadas estão apenas servindo de exemplo, pois o circuito poderá trabalhar com outros valores, desde que os eletrolíticos e os transistores possam "encará-los".

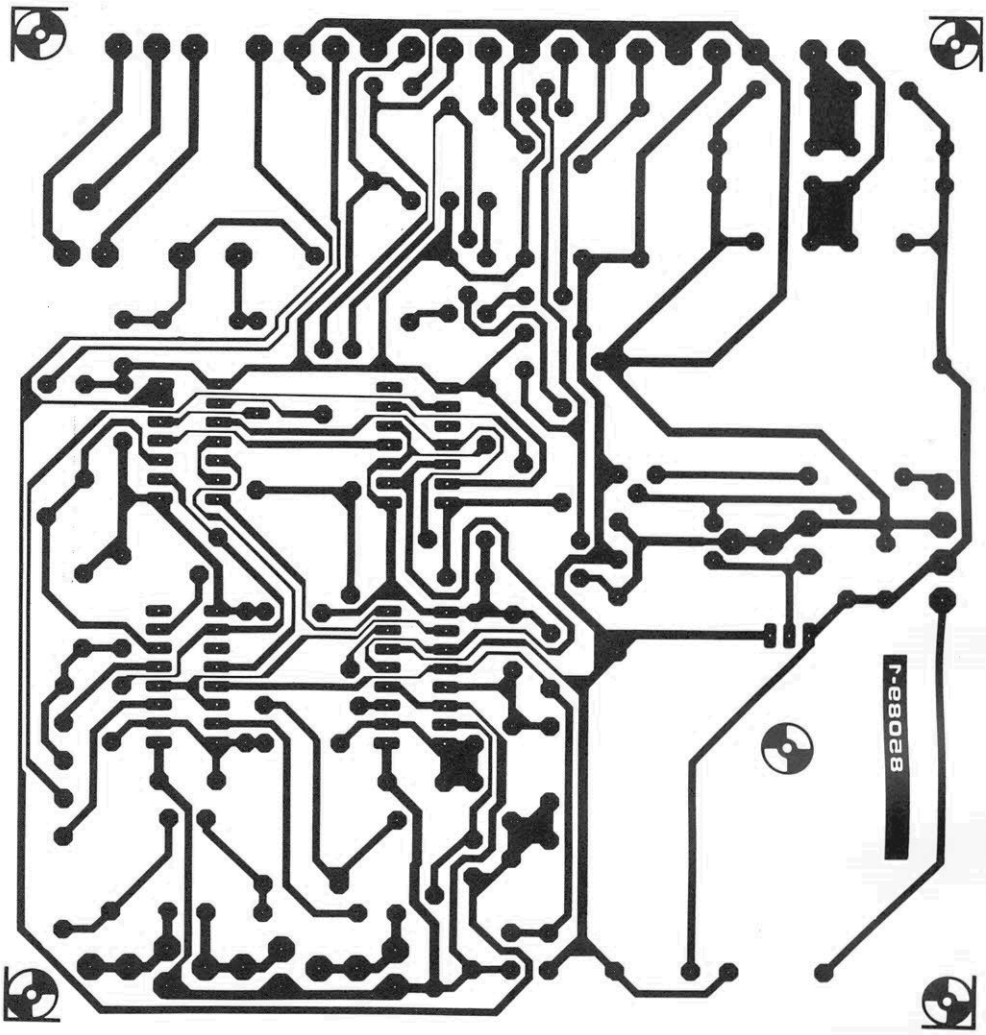
A comutação automática é efetuada pelo circuito baseado em T1, T2 e um relé. Assim que a tensão entregue pelo estágio estabilizador excede 30 V (valor que pode ser determinado por R3), T2 passa a conduzir, desativando o relé; os contatos de S1 são fechados, dando origem a um dobrador de tensão, formado pelos capacitores e diodos da ponte.

O circuito auxiliar composto por T1 e T2 pode ser alimentado separadamente, de preferência com uma tensão igual à pedida pela bobina do relé. No entanto, é possível obter tal alimentação nos próprios capacitores de filtragem; cuidado, porém, para que T1 e o relé suportem a máxima tensão ali presente e T2 a metade desse valor, pelo menos.

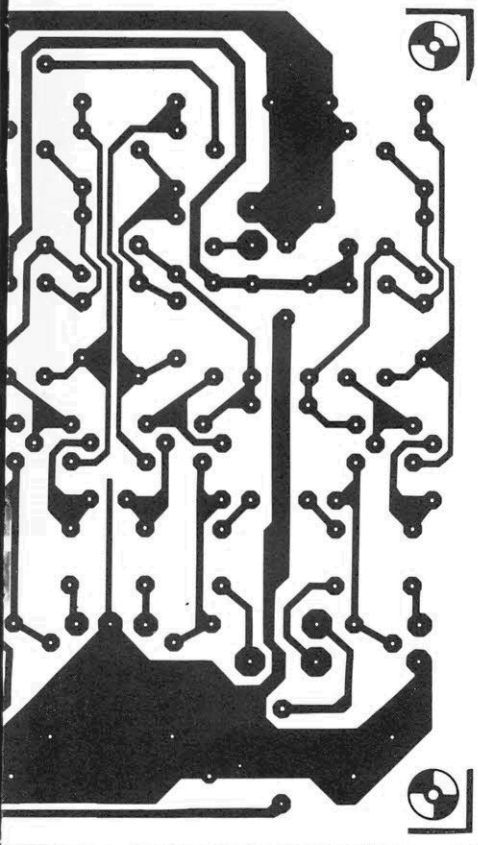



alarme...






alarme...



misturador...

Uma vez abordados os efeitos de eco e reverberação, vejamos agora como as redes de atraso podem ser aproveitadas em outras interessantes aplicações, tais como vibrato, defasamento, efeito coral, entre outras. Concluindo o tema, vamos saber como os estúdios de gravação também podem se beneficiar com esses versáteis circuitos.

# Linhas de retardo — tipos e aplicações

2ª parte

Ao contrário do eco e da reverberação, vistos na primeira parte desta matéria, os demais efeitos podem ser obtidos utilizando-se linhas com retardos comparativamente menores. Na prática, basta utilizar uma única memória tipo *bucket-brigade,* normalmente, para se obter o resultado esperado. Como veremos em seguida, a maioria dos efeitos — tais como *phasing* (defasamento), *flanging*, vibrato, efeito coral e conjunto de cordas — é conseguida variando-se a freqüência com que o sinal atravessa a linha de atraso. Vamos começar apresentando a técnica que represeta uma exceção à essa regra.

## *Automatic Double Tracking ou ADT*

O diagrama de blocos da figura 1 ilustra a mais simples aplicação das linhas de pequenos retardos, onde o sinal de áudio sofre um atraso de 1 a 5 ms, para depois ser adicionado ao sinal direto. Como resultado, a voz ou o instrumento parece emitir um som mais "cheio", já que nossos ouvidos são incapazes de distinguir entre o sinal original e o atrasado, criando a impressão subjetiva de uma elevação do volume. O aumento real da amplitude, porém, é consideravelmente menor que o aumento aparente de volume (que costuma estar situado em torno dos 6 dB); fica eliminado assim o perigo de sobrecarga do equipamento ou de picos de sinal. Abreviado para ADT, a partir do termo em inglês, esse efeito poderia ser batizado de "reforço automático do sinal", em português.

Com a ligação em cascata de vários elementos de reforço iguais a esse, pode-se gerar um processo de multiplicação da voz, como primeiro passo em direção ao chamado "efeito coral" — o que nos leva ao próximo ítem de nossa matéria.

## *Chorus ou efeito coral*

A verdadeira simulação de um coro de vozes é obtida quando o período de atraso deixa de ser constante, sendo submetido a pequenas variações. Tanto no caso das linhas de retardo digitais como das memórias *bucket-brigade* analógicas, esse período é determinado pela freqüência de *clock* e pela extensão da própria

1

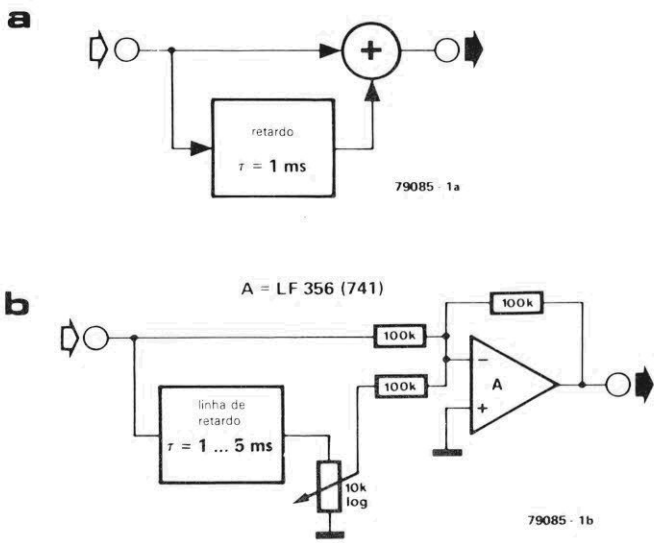



figura 1 — Princípio básico do ADT ou *Automatic Double Tracking*. Uma parcela ligeiramente atrasada do sinal é somada com o original, proporcionando uma intensificação do volume, sem uma elevação significativa da amplitude. Em (b) pode-se ver a execução prática do processo.

linha. Ele pode ser variado, portanto, utilizando-se um VCO (oscilador controlado por tensão) como gerador de *clock*, o qual é modulado por uma tensão aleatória de baixa freqüência (veja a figura 2a).

Na prática, costuma-se empregar mais de uma linha d retardo para essa finalidade. O circuito da figura 2b, por exemplo, é composto por quatro linhas, cada uma delas controlada independentemente por um sinal de *clock* aleatório.

O princípio do efeito coral consiste em simular o efeito da multiplicidade das fontes sonoras, tais como se apresentam em uma seção de vozes ou cordas de uma orquestra. Embora muitas vezes um grupo de instrumentos deva tocar a mesma nota, o ouvido humano percebe a presença de vários deles devido às variações da relação de fase de cada som. Tais discrepâncias de fase são causadas por pequenas diferenças na construção mecânica de instrumentos semelhantes, variações nas técnicas dos músicos e percursos diversos que os sons devem vencer até o ouvinte ou o microfone de gravação.

Variando assim aleatoriamente a extensão das linhas de retardo, tem-se a garantia de que a relação de fase dos sinais de saída esteja mudando constantemente, produzindo um efeito de múltiplas imagens. Para a simulação de sons orquestrais complexos, em particular dos instrumentos de corda, emprega-se o arranjo da figura 2c. Os sinais de modulação dos geradores de *clock* (os VCOs) são periódicos e não aleatórios, ficando "travados" numa defasagem mútua.

Como resultado, enquanto o tempo de atraso de uma das linhas estiver aumentando, o de outra estará diminuindo e vice-versa. À medida em que a extensão das linhas de retardo é variado, o mesmo acontece com a relação de fase dos sinais na saída. Um segundo sinal sobreposto às freqüências de *clock*, com modulação "rápida", tem o efeito de enfatizar ainda mais o padrão das defasagens e produz sons com

2

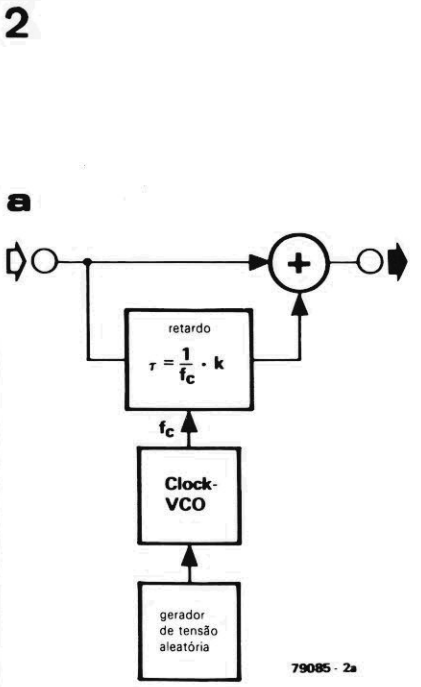



figura 2a — Diagrama de blocos básico do gerador de efeito coral. Variando aleatoriamente a freqüência de *clock* da linha de retardo, obtém-se relações de fase variáveis entre os sinais direto e atrasado, numa simulação de fontes sonoras múltiplas parecidas com os coros vocais.

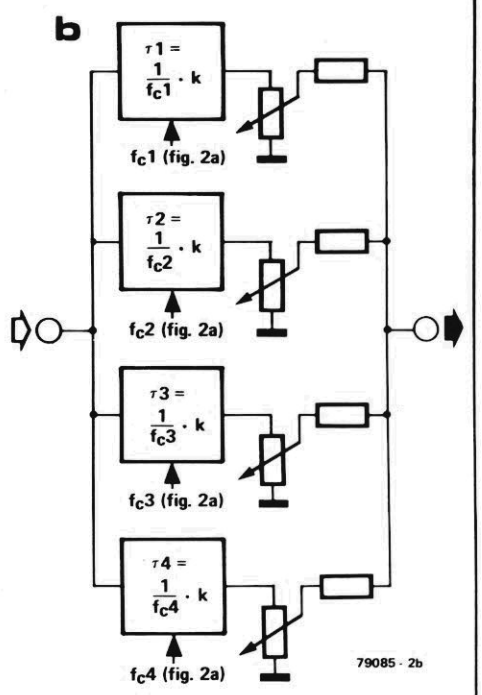



figura 2b — Utiliza-se, na prática, mais de uma linha de retardo na obtenção desse efeito. Neste caso foram empregadas quatro linhas, cujas freqüências de *clock* ($f_{c1}$...$f_{c4}$) podem ser variadas separadamente, por meio de tensões aleatórias independentes.

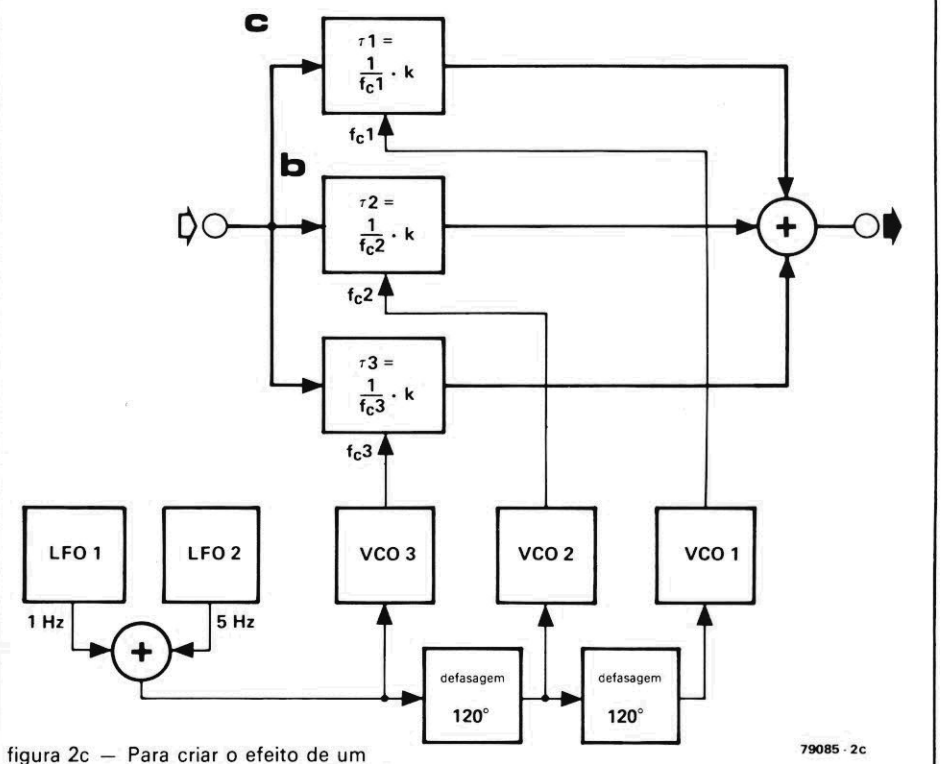



figura 2c — Para criar o efeito de um conjunto de cordas usa-se uma unidade defasadora múltipla como esta. Embora similar à mostrada em (b), as freqüências de *clock* são moduladas por sinais periódicos e não aleatórios — o que confere ao som resultante as características ricas e vibrantes de uma seção de cordas.

uma rica tessitura, formado por uma aparente multiplicidade de instrumentos diferentes.

## *Vibrato e defasagem*

Caso uma freqüência de *clock* periódica seja utilizada no lugar de um sinal aleatório, pode-se obter os efeitos de vibrato e *phasing*. O primeiro pode ser implementado por circuitos como o da figura 3a e o segundo, pelo da figura 3b. Como se pode perceber, a diferença básica entre ambos está no fato de que o sinal de vibrato é tomado diretamente da saída da linha, enquanto que no defasamento os sinais direto e atrasado são somados.

O efeito de vibrato envolve, em essência, "acelerações" e "freagens" alternadas do sinal amostrado, à medida em que percorre o linha de retardo. Como a freqüência com que o sinal entra na linha é diferente daquela com que deixa a mesma, o resultado é uma série de variações na altura do sinal — em outras palavras, modulação em freqüência. São usados tempos de atraso relativamente curtos (cerca de 5 ms), permitindo a adoção de freqüências elevadas de *clock*, e, portanto, também o processamento de sinais com uma ampla largura de faixa.

A taxa de modulação está situada, normalmente, entre 5 e 10 Hz. Não deve ser confundida com a **profundidade de modulação**, que é a excursão da freqüência para cima ou para baixo, determinada pelo atraso médio da linha, pela profundidade de modulação do *clock* e pela taxa de modulação (ou freqüência do vibrato). Assim, com um tempo de atraso de 5 ms, digamos, uma variação de 5% no *clock*, em torno de um valor médio, e uma freqüência de vibrato de 10 Hz, a freqüência do sinal vai variar em ±3,14%. A título de comparação, o intervalo musical de um semiton corresponde a uma alteração de freqüência próxima de 6%.

O efeito gerado por *phasers* ou defasadores é muito popular entre os músicos e um dos mais difíceis de descrever. Muitos o comparam à passagem do som por um longo túnel, outros afirmam que a música parece "respirar" num ritmo regular. Como quer que pareça subjetivamente, ele é obtido somando-se o sinal direto com o atrasado. Nas freqüências em que o retardo equivale a um número ímpar de meios períodos da freqüência do sinal, esses dois sinais ficam defasados em 180° e cancelam-se mutuamente; em contrapartida, em pontos onde o tempo de atraso corresponde a um número par de meios períodos, os sinais estão em fase e sofrem um reforço mútuo.

Surgem, em conseqüência disso, várias fendas de atenuação na curva de resposta do sinal, mais exatamente nas harmônicas ímpares da fundamental. O processo pode ser considerado equivalente a passar o sinal de áudio por um filtro pente; a distância entre fendas sucessivas é inversamente proporcional ao tempo de retardo — ou seja, τ,

3

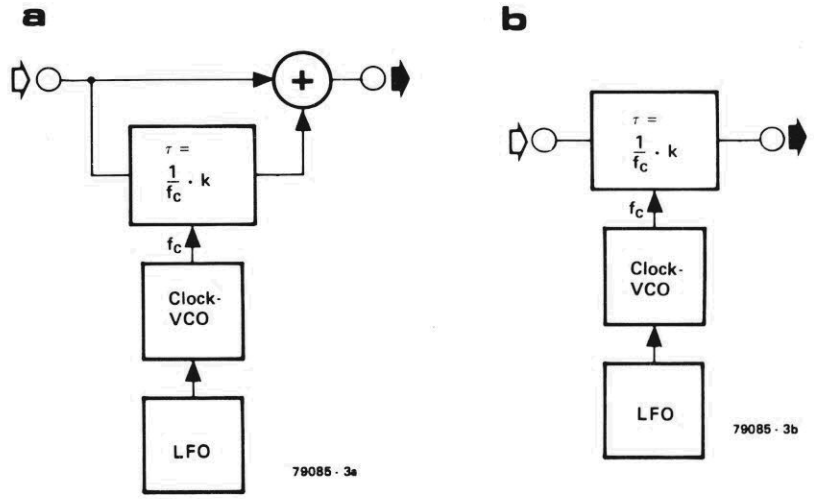



figura 3 — Implementação básica para se obter *phasing* (a) ou vibrato (b). Nos dois casos o *clock* da linha é modulado por um oscilador de baixa freqüência, só que no defasamento soma-se os sinais direto e atrasado, enquanto no vibrato usa-se apenas a saída da linha de retardo.

4

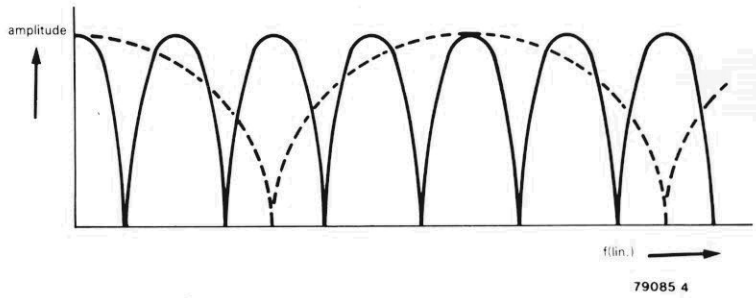



figura 4 — Pela variação da freqüência de *clock* aplicada à linha de retardo, obtém-se o efeito de alterar a distância entre as sucessivas fendas de atenuação presentes na resposta do sinal. É o que produz o fenômeno característico de defasamento ou *phasing*.

5

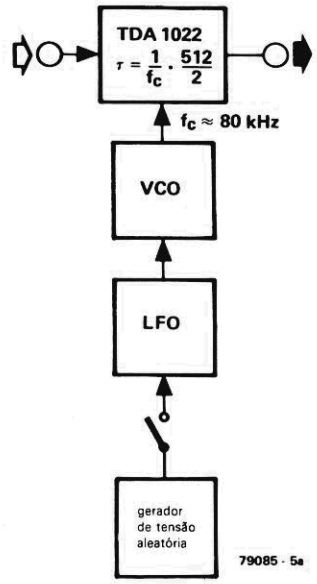



figura 5 — Diagrama de blocos de um modulador de freqüência, que pode formar a base de uma unidade de efeitos especiais geradora de vibrato, defasamento, efeito coral, ADT, etc.

6

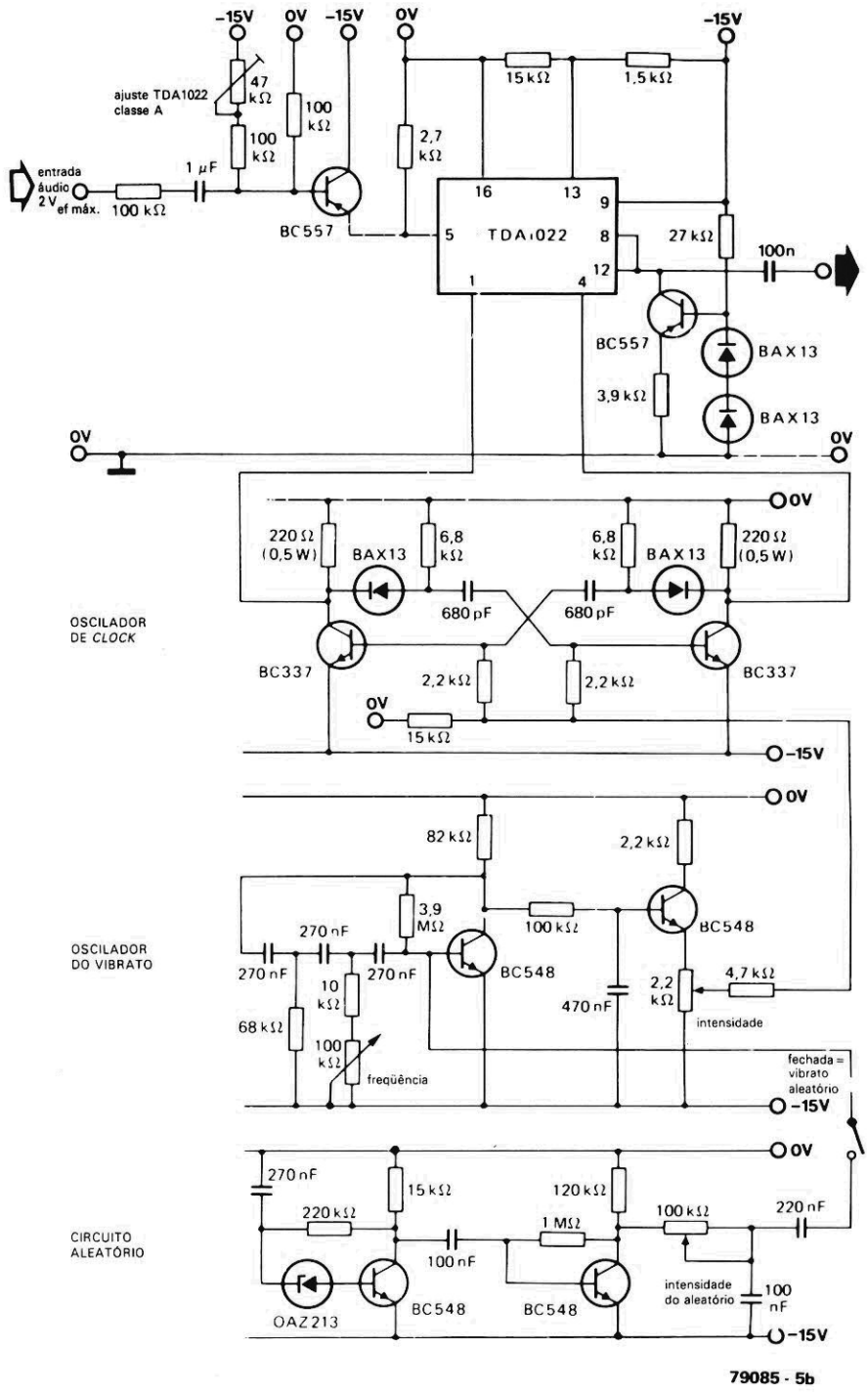



figura 6 — Esquema de um modulador de freqüência sugerido pela Mullard, utilizando o integrado TDA 1022.

onde $\tau$ é o tempo de retardo. Assim, com $\tau$ = 10 ms, a resposta em freqüência do sinal de saída vai exibir uma fenda a cada 100 Hz.

Pela variação cíclica do tempo de atraso (através da modulação em baixa freqüência do oscilador de *clock*), a distância entre picos sucessivos da resposta também muda, dando origem ao efeito típico dos *phasers* (veja a figura 4). Os retardos de defasamento situam-se geralmente entre 1 e 20 ms, enquanto o sinal modulador enviado pelo oscilador de baixa freqüência costuma ser uma senóide ou uma onda triangular, com uma freqüência que vai de 0,05 Hz (isto é, um ciclo completo a cada 20 segundos) até 1 Hz, aproximadamente.

## *Modulador de freqüência para os vários efeitos*

As figuras 5 e 6 mostram, respectivamente, o diagrama de blocos e o esquema de um modulador de freqüência empregando uma memória *bucket-brigade* do tipo TDA 1022. É um circuito-base para unidades de efeitos em áudio, tais como *chorus, phasing* e vibrato.

Um simples VCO implementado com dois transistores BC337 (ou BC107) fornece o sinal de *clock*, cuja freqüência pode ser modulada por meio de um oscilador senoidal separado. A freqüência deste oscilador de vibrato pode ser variada entre 0,5 e 7 Hz, através de um potenciômetro de 100 k. O sinal de modulação é aplicado ao VCO via seguidor de emissor, cujo resistor de emissor é composto por um potenciômetro, permitindo assim o controle sobre a profundidade de modulação.

7

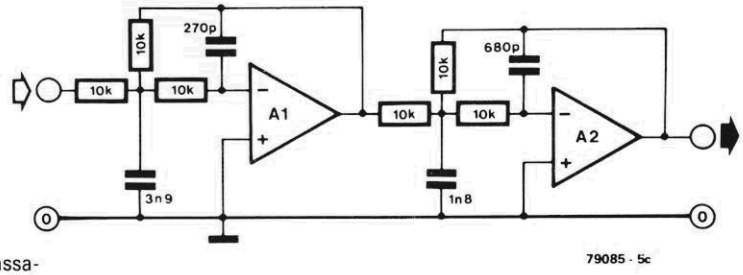



figura 7 — Circuito de um filtro passa-baixas ideal para linhas de retardo. Sua freqüência de transição é de 15 kHz e sua inclinação, de 24 dB por oitava.

A1,A2 = ¼ TL 084

8

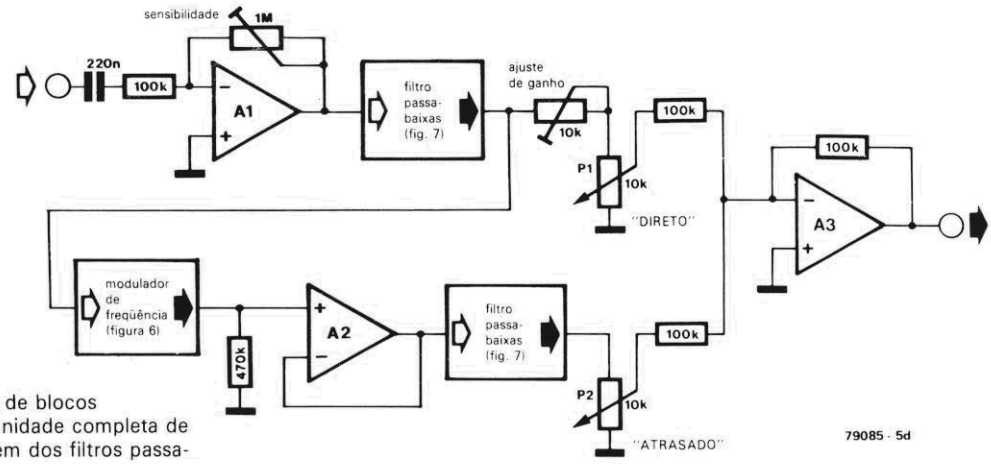



figura 8 — Diagrama de blocos representando uma unidade completa de efeitos em áudio. Além dos filtros passa-baixas de entrada e saída e do modulador de freqüência da fig. 6, o circuito inclui um amplificador inicial com sensibilidade variável (A1), um amplificador adaptador (A2) e um misturador final (P1, P2, A3), que permite somar os sinais direto e atrasado em qualquer proporção desejada.

A1,A2,A3 = ¼ TL 084

Um circuito gerador de tensão aleatória foi incluído para proporcionar defasagem e vibrato aperiódicos (no efeito coral). Essa tensão é obtida amplificando e filtrando em passa-baixas um sinal de ruído vindo de um diodo zener de 13 V. Quando aplicada ao sistema, a tensão aleatória controla o oscilador de vibrato, que por sua vez comanda o VCO. A intensidade de modulação da tensão aleatória também pode ser variada por meio de um potenciômetro (intensidade do aleatório).

Na figura 7 temos o circuito de um filtro passa-baixas próprio para limitar a faixa do sinal de áudio aplicado. Como já foi explicado na primeira parte desta matéria, pelo fato de a freqüência de *clock* ter que assumir um valor duas vezes superior, pelo menos, à maior freqüência do sinal, deve existir

9

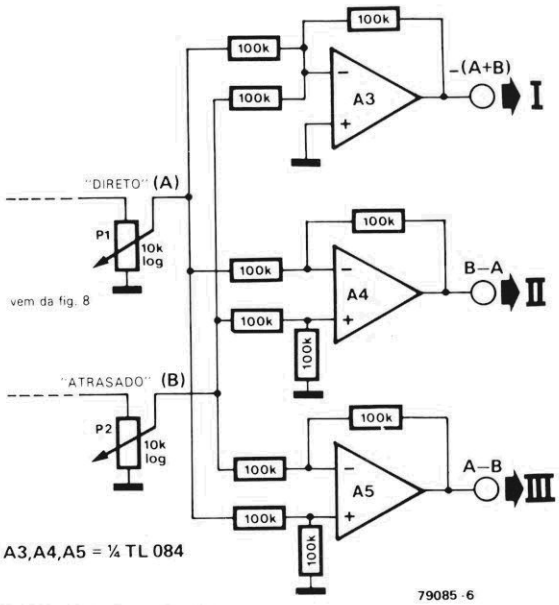



figura 9 — O efeito estereofônico pode ser conseguido pela ampliação do misturador de saída, dando origem a duas saídas diferenciais.

um compromisso entre o tempo de retardo (que é obviamente determinado pela própria freqüência de *clock*) e a largura de faixa do sinal. Este filtro exibe uma freqüênca de corte de 15 kHz e uma inclinação de 24 dB por oitava.

Já na figura 8 aparece uma unidade de efeitos em áudio capaz de produzir vibrato, defasagem e efeito coral, empregando o modulador de freqüência analisado anteriormente. Os potenciômetros P1 e P2 estabelecem as proporções relativas entre os sinais direto e atrasado que são misturados na saída. Caso apenas o sinal atrasado seja liberado para a saída, obtém-se o efeito de vibrato; como regra geral, utiliza-se o vibrato rápido, ou seja, com uma freqüência moduladora de vários hertz, enquanto a profundidade de modulação (desvio da freqüência de *clock*) deve ser baixa.

Se os dois sinais forem combinados na saída, pode-se conseguir tanto defasagem como efeito coral, dependendo do uso de modulação periódica ou aleatória. A transição gradual do vibrato para defasagem pode ser obtida pelo acréscimo cuidadoso do nível de sinal direto no misturador de saída. Mas esse mesmo circuito também pode ser utilizado para ADT: com a intensidade de vibrato no mínimo, obtém-se um tempo de retardo constante de 3,2 ms, aproximadamente; combinando-se então os sinais direto e atrasado vai surgir o efeito de reforço automático do sinal.

## *Defasagem em estéreo*

Desejando-se efeitos multicanal, o circuito adicional da figura 9 fornece três saídas separadas. A primeira delas (saída I) nos dá a soma dos sinais direto e atrasado, enquanto a segunda entrega o atrasado menos o direto e a terceira, a operação inversa. Defasagem estereofônica, efeito coral ou ADT podem ser obtidos com ele, pela simples combinação das saídas. No caso de vibrato, por exemplo, emprega-se as três ao mesmo tempo, com a segunda invertida em relação às outras duas. Em princípio, qualquer uma delas pode ser usada para fornecer um sinal monofônico, mas é costume dar preferência à soma da saída I.

## *Reforço sonoro e estúdios*

Com o auxílio das linhas de retardo é possível explorar dois interessantes fenômenos psico-acústicos, relacionados com a velocidade das ondas sonoras ao ar livre: o efeito Haas e a lei da primeira frente de onda.

Segundo a teoria do dr. Haas, um ouvinte com os olhos vendados vai determinar a posição de uma fonte sonora não pela amplitude do sinal, mas numa base do "primeiro a chegar". Assim, por exemplo, se um mesmo sinal for aplicado a dois alto-falantes de um sistema estéreo e o do canal esquerdo sofrer um atraso de vários milissegundos, o ouvinte terá a impressão de que a música está vindo quase que exclusivamente do falante direito. Mesmo que o volume do canal esquerdo seja diversas vezes superior ao do direito, o ouvinte continuará tendo a mesma impressão. De fato, a elevação de volume do canal esquerdo vai afetar apenas a percepção da presença global do sinal; tem pouco ou nenhum efeito sobre o sentido de direção.

O uso de redes eletrônicas de atraso permite que o técnico de som focalize a atenção do ouvinte em uma fonte sonora específica, aplicando um certo retardo às demais. Na gravação de música orquestral, elas são geralmente utilizadas para compensar o efeito dos diferentes percursos do sinal entre os vários instrumentos e os microfones. Imagine que é preciso gravar uma grande orquestra com um microfone estéreo principal (para se obter melhor transparência e resolução), apoiado por diversos microfones secundários que captam instrumentos posteriormente removidos do mesmo (tal como os violinos de segundo plano, por exemplo); pois bem, o microfone principal tende a captar o som de instrumentos mais distantes **depois** do microfone secundário ali posicionado.

Devido ao efeito Haas, isto pode acarretar uma falsificação da imagem estereofônica desejada, um problema que só é parcialmente resolvido pela redução do nível do microfone secundário. A solução ideal consiste em empregar linhas de retardo para equalizar os percursos.

Uma técnica similar pode ser adotada ao se gravar uma orquestra através de um microfone principal, junto ao corpo da mesma, e de um ou mais microfones secundários posicionados no salão, a fim de captar a reverberação natural do ambiente. Com distâncias superiores a 15 metros entre um microfone secundário e o principal, o tempo gasto para que os sinais os alcancem pode diferir em mais de 50 ms — uma diferença de percurso que pode produzir ecos indesejáveis. Empregando-se linhas de retardo, o sinal do microfone principal pode ser "retido" por algum tempo, a fim de reduzir a níveis aceitáveis o período entre o sinal direto e o de reverberação.

No caso de sistemas de P.A. (amplificação pública) usados em grandes ambientes ou ao ar livre, diferenças excessivas entre os percursos dos sinais provenientes de diferentes alto-falantes também podem comprometer a inteligibilidade da voz falada. E mais uma vez as linhas de retardo podem ser utilizadas com vantagens, reduzindo os intervalos entre os sinais diretos e de reververação abaixo do limite crítico de 50 ms. O período ideal entre sinais sucessivos, como foi demonstrado na prática, gira em torno de 20 ms, já que o efeito se torna semelhante ao do reforço do sinal — ou seja, o ouvinte "integra" os dois sons e tem a ilusão de notar uma ligeira elevação no volume do sinal.

Nos sistemas de som ambiente que não incorporam redes de atraso, o primeiro sinal a alcançar o ouvinte é sempre aquele

reproduzido pelo alto-falante mais próximo a ele, o qual geralmente não fica situado na mesma orientação, relativamente ao locutor. Assim, devido ao princípio da primeira frente de onda, o ouvinte verá o locutor em frente a ele, mas poderá estar ouvindo sua voz de lado — um fenômeno que costuma ter efeitos um tanto desconcertantes sobre as pessoas.

O problema pode ser contornado posicionando-se um pequeno alto-falante no palco ou na tribuna, para reproduzir o sinal direto, e aplicando então, aos demais alto-falantes, um retardo apenas o suficiente para que sejam ouvidos pela audiência pouco depoois do principal. Mediante a utilização de um atraso adequado, a saída do alto-falante frontal poderá ser consideravelmente inferior à dos outros. E desde que se respeite, mais uma vez, o limite de 20 ms de retardo entre sinais sucessivos, os ouvintes irão percebê-los como simultâneos e a inteligibilidade da voz será melhorada.

## *Outras aplicações*

O controle variável de fala é outro processo concebido a partir das linhas de retardo e permite que a voz gravada seja reproduzida em maior ou menor velocidade, sem afetar a altura do sinal. Como todo proprietário de um gravador com rotação variável está cansado de saber, a reprodução de gravações em velocidade acima do normal gera um som estridente, ao passo que velocidades menores produzem um ruído grave e incompreensível.

Com o auxílio de um controle variável de fala pode-se evitar essas alterações na freqüência fundamental da voz. Para exemplificar, vamos considerar o sinal I da figura 10a, formado por nove ciclos de uma senóide de 200 Hz, gravado em rotação normal. Quando registrado com o dobro dessa rotação, a freqüência do sinal passa para 400 Hz (sinal II).

Aplicando o controle variável de fala, faz-se com que os primeiros quatro ciclos do sinal II sejam "esticados" até o dobro de sua extensão, isto é, comprime-se seu domínio do tempo. O resultado é o sinal III, que exibe a freqüência original de 200 Hz; os ciclos 5...8 do sinal II (que aparecem tracejados) são suprimidos. Na prática, pode-se considerar supérfluo o conteúdo desses quatro ciclos, de onde se pode concluir que a inteligibilidade da fala não chega a ser afetada pela reprodução com o dobro da velocidade original.

Quando o mesmo sinal deve ser reproduzido com a metade da rotação normal, ocorre o inverso, ou seja, fica reduzido a uma freqüência de 100 Hz (sinal IV). Nesse caso, o sistema comprime os primeiros quatro ciclos em metade do período original (sinal V) e preenche a "lacuna" de tempo repetindo-os em seguida, já que foram armazenados com esse objetivo (sinal VI). Como a altura e o ritmo de fala do sinal original foram preservados (se bem que à metade de sua velocidade normal), a informação adicional deixa de ser importante.

Em circuitos práticos, o sinal de voz é processado em uma memória tipo *bucket-brigade,* cuja freqüência de *clock* é

**10a**

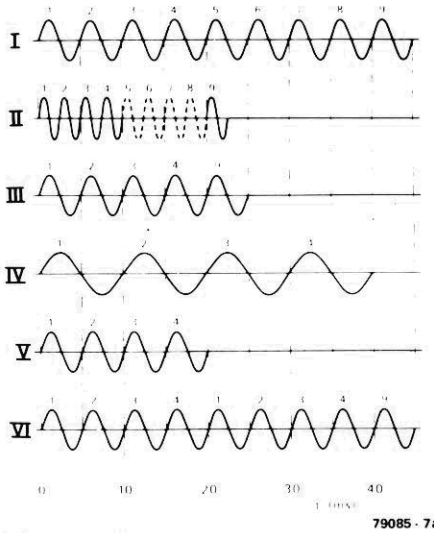



figura 10a — Ilustração de como um processador variável de fala expande ou comprime o domínio do tempo de um sinal, possibilitando sua reprodução em velocidades diferentes da normal, mas sem alterar a altura (ou seja, sua freqüência fundamental).

**b**

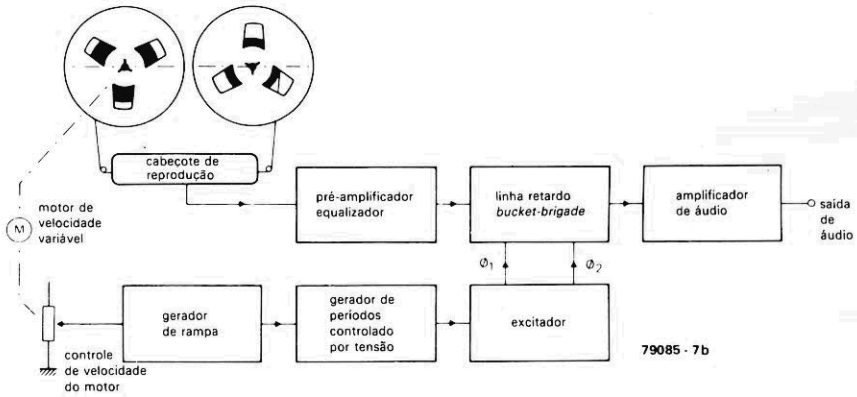



figura 10b — Diagrama de blocos de um típico processador variável de fala.

continuamente variada. A figura 10b mostra o diagrama de blocos simplificado de um processador variável de voz. Um gerador dente-de-serra com a freqüência determinada pela velocidade do gravador é usado para modular o gerador de *clock* da linha de retardo.

No caso de uma reprodução mais rápida que o normal, a onda dente-de-serra assume uma rampa negativa. Durante cada período dessa onda, a freqüência de *clock* é variada continuamente entre um valor máximo e um mínimo. Quanto menor a freqüência de *clock,* maior será o tempo gasto por cada amostra sucessiva ao atravessar a linha de retardo. Consequentemente, o domínio do tempo do sinal é ampliado (sua freqüência é reduzida, portanto), mas sem que o formato de sua forma de onda seja afetado. Como todos os componentes de freqüência do sinal original resultam "desacelarados" na mesma proporção, a estrutura harmônica do sinal (assim como suas características tonais) é preservada.

O inverso acontece na expansão da fala, quando o domínio do tempo do sinal de voz é expandido pela reprodução, numa velocidade abaixo da normal. A onda dente-de-serra passa a apresentar uma rampa positiva e a freqüência de *clock* varia entre um valor mínimo inicial até o máximo, com o resultado de que a altura do sinal aumenta.

Esse processador variável de fala pode ser também aplicado na falsificação da altura de sinais reproduzidos na velocidade correta, um artifício conhecido coo "deslocamento da altura em tempo real". Ampliando então o domínio do tempo de um sinal de voz, obtém-se um som mais agudo, que pode ser usado em desenhos animados e outras aplicações similares. Se, ao contrário, o domínio do tempo for comprimido, a freqüência da voz sofrerá uma redução — uma técnica de grande utilidade para se melhorar a inteligibilidade da fala dos mergulhadores de grandes profundidades, que precisam trabalhar em atmosferas saturadas de hélio.

**11**

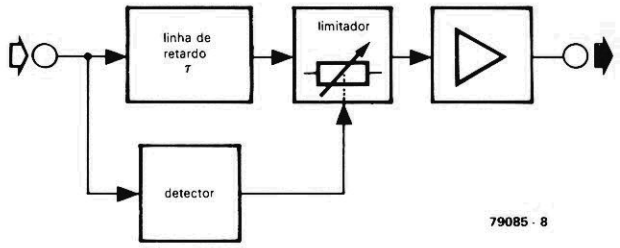



figura 11 — Princípio básico de um controle de nível incorporando uma linha de retardo. O detector capta os excessos do sinal de entrada e tão-logo seu pico é identificado, aciona o limitador. A rede de atraso garante que a redução de ganho ocorra antes que o sinal de entrada alcance o limitador, evitando assim a distorção inicial por transientes.

Para concluir, vamos falar um pouco sobre duas aplicações das linhas de retardo que estão intimamente relacionadas e costumam ser empregadas em equipamentos especializados de estúdio: unidades de controle de nível e eliminadores de "cliques". Em ambos os casos aproveita-se o mesmo princípio básico, que é o de monitorar um sinal de áudio em busca de irregularidades específicas. No primeiro são sinais acima de um nível máximo predeterminado e no segundo, um tipo especial de ruído ou distorção (aqueles famosos estalos e chiados produzidos por arranhões ou pela idade em discos).

As linhas de retardo conferem aos circuitos de controle tempo suficiente para que possam responder a sobrecargas de sinal ou transientes de ruído. A implementação básica para esses casos está ilustrada pelo diagrama de blocos da figura 11. O sinal é aplicado simultaneamente a uma rede de atraso e a um circuito detector, o qual controla o estágio limitador ou supressor de ruído.

Como o sinal aplicado ao detector não sofre atrasos, na eventualidade de uma sobrecarga, por exemplo, vai ocorrer uma redução de ganho suficiente para evitar a ultrapassagem do nível máximo, antes que o sinal com retardo atinja o limitador. Graças à redução no custo das memórias tipo *bucket-brigade,* os supressores de "cliques" logo poderão ser uma ferramenta ao alcance dos audiófilos, que terão a possibilidade de registrar em fita seus velhos e queridos discos, antes que se tornem completamente inaudíveis. ■

Apesar de já serem componentes clássicos dos computadores, os CIs codificadores de teclado tipo LSI têm suas desvantagens: a configuração matricial rígida, porque armazenada em ROM; o excesso de duplicações, que leva à utilização de menos códigos do que o número de posições na matriz; e uma certa "poluição" de RF, provocada pelo varrimento da matriz em altas freqüências. Nada disso limita nosso codificador estático, cuja versatilidade permite implementar tanto teclados alfanuméricos convencionais, como qualquer outro arranjo definido pelo usuário

# Codificador programável de teclado

baseado em uma idéia de C. Bajeux

Dependendo das habilidades do usuário com *hardware* e *software*, um codificador programável do tipo discreto pode tornar-se uma alternativa atraente aos CIs codificadores comumente encontrados nos teclados alfanuméricos. O modelo aqui proposto, como idéia de projeto, emprega uma memória EPROM no estágio que gera os códigos de saída, permitindo assim implantar, na prática, qualquer configuração imaginável. Com ele, a matriz não apresenta duplicatas, com exceção das teclas normalmente usadas em dois pontos diferentes — o que se aplica, em geral, aos comandos SHIFT e CTRL, assim como aos números 0...9 e às letras A...F, ambos quase sempre encontrados tanto no teclado principal como no hexadecimal. O efeito das teclas SHIFT e CTRL sobre o teclado hexadecimal, que em certas aplicações pode causar problemas, é facilmente neutralizado com esse tipo de cirtuito.

## *Níveis altos e baixos simultâneos*

Um dos aspectos mais inusitados do esquema da figura 1 é a presença de integrados CMOS e de uma tensão auxiliar de 18 V entre os circuitos TTL. Essa combinação permite que o nível lógico aplicado às colunas da matriz seja diferente do das linhas, embora ambos baseiem-se na mesma tensão.

Não há propriamente uma varredura de teclado, no sentido estrito do termo. A matriz de 80 teclas está localizada entre dois codificadores de prioridade, sendo o primeiro deles um elemento CMOS de 8 bits (IC5) e o segundo um TTL de 10 bits (IC6). Pulsos de *strobe* (STROBE e $\overline{\text{STROBE}}$) gerados pelas portas N1, N2, N3 e N5 ativam IC3, fazendo-o reter os dados entregues pela EPROM. Existe ainda um recurso adicional no circuito, oferecido pelas portas N4, N6, N7 e N8, para permitir que o teclado seja endereçado diretamente pelo barramento de dados do computador, sem a intermediação de CIs periféricos, tal como um VIA ou PIO.

Um nível baixo é imposto a todas as colunas da matriz por meio dos resistores R1...R8. Toda vez que uma tecla é pressionada, a coluna correspondente (entre as linha X0...X7) assume um nível alto e seu código binário vai aparecer nas saídas A0...A2 do codificador IC5.

As linhas das fileiras Y0...Y09, por outro lado, são forçadas em um nível alto pelos resistores R9...R18, na condição de repouso. Assim que uma das teclas é acionada, a linha relevante vai para um nível baixo e o código binário apropriado surge (invertido) na saída do codificador de prioridade de 10 bits (IC6).

Pode parecer um tanto estranho que a mesma tensão represente um nível lógico baixo para uma das linhas e um nível alto para a outra. Isto acontece porque quando uma tecla é pressionada, a tensão na intersecção correspondente gira em torno de 4 V — que é nível "1" para IC5 (que tem uma alimentação de 5 V), mas equivale a um nível "0" para IC7 ou IC8, cujos níveis lógicos são determinados em relação aos 18 V aplicados no pino 16. Os níveis de saída destes dois últimos CIs foram fixados em relação à tensão presente em seu pino 1, que neste caso é de 5 V, a fim de compatibilizá-los com os integrados TTL.

Note, de passagem, que a entrada 0 de IC6 não está sendo usada, embora nesse CI realmente codifique 10 linhas. É que a décima linha da matriz (Y0) não foi ligada ao 74LS147 e, quando nenhuma das outras nove linhas está ativa, a saída do mesmo assume a condição "1111" (o inverso de "0000"), que corresponde exatamente ao código binário de Y0.

Você deve estar se perguntando o que pode acontecer com essas tensões, caso várias teclas sejam pressionadas ao mesmo tempo, especialmente na mesma coluna. Repare que quanto mais resistores de 33 k em paralelo numa só coluna, tanto maior será a tensão aplicada a IC5. Por esse motivo, cada uma das colunas recebeu um diodo protetor (D1...D8), para limitar a tensão em 5,6 V. Consequentemente, o perigo de danificar o 4532 está eliminado. Além disso, o código entregue pelos decodificadores, quando diversas teclas são acionadas simultaneamente, é sempre aquele correspondente à tecla de maiores coordenadas na matriz X/Y.

1

N1 . . . N4 = IC1 = 4093
N5 . . . N8 = IC2 = 4001

D1 . . . D8 = 8x 1N4148

figura 1 — Pode-se ter acesso ao codificador programável de teclado diretamente do barramento de dados do microprocessador. Caso esse recurso não vá ser utilizado, a ponte colocada entre o pino 1 de N4 e o pino 3 de N6 deverá ser removida e substituída por outra ligando as duas entradas de N4 à saída de N5.

2

figura 2 — Diagrama mostrando a disposição matricial em um teclado duplo, contendo a seção alfanumérica e a seção hexadecimal. Vários outros arranjos podem ser implementados com o auxílio do codificador.

TABELA 1

| função | | X0 | X1 | X2 | X3 | X4 | X5 | X6 | X7 | X0 | X1 | X2 | X3 | X4 | X5 | X6 | X7 | col. | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | A | B | C | D | E | F | linha | |
| C + S | 0C | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 0D | 1C | 0C | 30 | 31 | 32 | 33 | 2E | Y9 | C |
| S | 0D | 0D | 1C | 01 | 30 | 31 | 32 | 33 | 2E | 0D | 1C | 0C | 30 | 31 | 32 | 33 | 2E | | N |
| C + S | 0E | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 38 | 39 | 41 | 42 | 34 | 35 | 36 | 37 | Y8 | C |
| S | 0F | 38 | 39 | 41 | 42 | 34 | 35 | 36 | 37 | 38 | 39 | 41 | 42 | 34 | 35 | 36 | 37 | | N |
| C + S | 10 | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 43 | 44 | 45 | 46 | Y7 | C |
| S | 11 | FF | FF | FF | FF | 43 | 44 | 45 | 46 | FF | FF | FF | FF | 43 | 44 | 45 | 46 | | N |
| C + S | 12 | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 0B | 0A | 20 | 00 | 00 | 1F | 08 | 09 | Y6 | C |
| S | 13 | 0B | 0A | 20 | 3E | 3F | 5F | 08 | 09 | 0B | 0A | 20 | 2E | 2F | 5F | 08 | 09 | | N |
| C + S | 14 | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 1A | 18 | 03 | 16 | 02 | 0E | 0D | 00 | Y5 | C |
| S | 15 | 5A | 58 | 43 | 56 | 42 | 4E | 4D | 3C | 7A | 78 | 63 | 76 | 62 | 6E | 6D | 2C | | N |
| C + S | 16 | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 0F | 10 | 00 | 1B | 0C | 00 | 00 | 1D | Y4 | C |
| S | 17 | 4F | 50 | 60 | 7B | 4C | 2B | 2A | 5D | 6F | 70 | 40 | 5B | 6C | 3B | 3A | 7D | | N |
| C + S | 18 | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 14 | 19 | 15 | 09 | 07 | 08 | 0A | 0B | Y3 | C |
| S | 19 | 54 | 59 | 55 | 49 | 47 | 48 | 4A | 4B | 74 | 79 | 75 | 69 | 67 | 68 | 6A | 6B | | N |
| C + S | 1A | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 11 | 17 | 05 | 12 | 01 | 13 | 04 | 06 | Y2 | C |
| S | 1B | 51 | 57 | 45 | 52 | 41 | 53 | 44 | 46 | 71 | 77 | 65 | 72 | 61 | 73 | 64 | 66 | | N |
| C + S | 1C | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 00 | 00 | 00 | 00 | 1E | 1C | 7F | 0A | Y1 | C |
| S | 1D | 28 | 29 | 00 | 3D | 7E | 7C | 7F | 0A | 38 | 39 | 30 | 2D | 5E | 5C | 7F | 0A | | N |
| C + S | 1E | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | FF | 1B | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | 00 | Y0 | C |
| S | 1F | 1B | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 | 27 | 1B | 31 | 32 | 33 | 34 | 35 | 36 | 37 | | N |

tabela 1 — A utilização de uma EPROM no endereçamento das posições da matriz garante a ausência de duplicatas, "lacunas" e incongruências. Quatro códigos diferentes podem ser atribuídos a cada uma das 80 teclas.

## *As conversões de códigos*

As codificações em ASCII referentes a cada posição da matriz ficam armazenadas em uma EPROM tipo 2716 (IC4, no esquema). Como era de se esperar, os dois codificadores de prioridade fornecem códigos binários que funcionam no endereçamento da memória. Foram destinados quatro códigos para cada tecla, utilizando-se os comandos SHIFT e CTRL: o primeiro refere-se à tecla isoladamente, o segundo à tecla juntamente com SHIFT, o terceiro à tecla com CTRL e o último ao acionamento dos dois comandos simultaneamente com a tecla. Repare, aliás, que as teclas correspondentes a SHIFT e CTRL foram separadas da matriz, estando ligadas aos terminais A3 e A4 da EPROM, respectivamente; como elas podem ser acionadas individualmente ou em conjunto com outras, isto representa um forma simples de elevar o número de códigos a que se pode ter acesso.

Logo veremos como pode ser disposto o conteúdo da EPROM, mas antes é preciso analisar mais detidamente a parte superior da figura 1. Os dados que deixam IC4 são recebidos e retidos por IC3, cujas saídas podem ficar ligadas diretamente a um barramento de dados (sempre que o 74LS374 está inibido, suas saídas Q1...Q8 exibem alta impedância). Essa retenção é essencial, já que os dados devem permanecer estáveis após a liberação da tecla.

Os dados entram em IC3 por suas linhas D1...D8, toda vez que a entrada CLK detecta um flanco descendente — fornecido, neste caso, pela saída de habilitação de IC5 (EO), por intermédio da rede anti-oscilação formada por N1...N3. Enquanto nenhuma tecla é pressionada, o pino 15 de IC5 fica em nível alto e seu pino 14 (GS) em nível baixo; o acionamento de qualquer chave provoca a inversão desses níveis (mas com *overshoot*, ou seja, excesso de nível), que voltam ao estado quiescente assim que ela é liberada.

As saídas EO e GS (*group select* ou seleção de grupo) são utilizadas como base para os pulsos STROBE e $\overline{\text{STROBE}}$, assim como para o pulso usado como *clock* de IC3 (uma trava de 8 bits). Note ainda que o sinal STROBE é também aplicado a N4, para habilitar o endereçamento de IC3. Já sabemos que o teclado pode se comunicar diretamente com o barramento de dados do microprocessador; mas isto só é possível durante o pulso de *strobe*, que permite a passagem do sinal de endereçamento (mandado por N6) através de N4. De fato, a saída de N6 só assumirá um nível alto se tanto o sinal de leitura ($\overline{\text{RD}}$) quando o de decodificação de endereços ($\overline{\text{ADR}}$) forem ativos (em nível baixo, neste caso).

O teclado pode ser programado para a modalidade de "apuração" (*polling*) — quando o próprio microprocessador examina o estado da linha STROBE — ou na modalidade de interrupção, caso em que o biestável N7/N8 fornece o sinal necessário (INT ou $\overline{\text{INT}}$), sempre que uma tecla é acionada. Se o *capacitor C5 for substituído*

por uma ponte de fio, esse biestável só será inicializado quando o processador endereçar o teclado. De fato, ele será inicializado somente com a liberação da tecla, permitindo assim implementar uma função de repetição comandada por *software*. Com a presença de C5 no circuito, ao contrário, o biestável sofrerá inicialização logo que $\overline{RD}$ e $\overline{ADR}$ tornem-se ativos.

## *Programando a EPROM*

Já vimos que cada tecla dispõe de quatro códigos distintos, aos quais correspondem quatro endereços na EPROM: em primeiro lugar vem a tecla juntamente com SHIFT e CTRL, depois a tecla somente com CTRL, seguido pela tecla com CTRL e, por fim, pela tecla sozinha. Também é viável criar vários blocos de códigos diferentes, onde o bloco selecionado vai depender dos níveis lógicos aplicados às linhas A9 e A10 da memória EPROM. Como em nosso esquema essa possibilidade não foi utilizada, essas duas linhas de endereçamento foram "amarradas" à terra.

Ao programar a EPROM, é vital ter em mente que as saídas de IC6 estão invertidas. O mais baixo dos endereços acessíveis ($0C0_{hex}$) corresponde à chave X0-Y9, quando S1 e S2 também estão fechadas. E o endereço mais alto é $1FF_{hex}$), correspondente à chave X7-Y0, com S1 e S2 abertas.

Começando pelo menor endereço, os primeiros códigos programados correspondem à fileira Y9 (a partir da esquerda), estando S1 e S2 fechadas; em seguida, devem ser programados aqueles correspondentes às mesmas teclas, primeiro com S1 fechada e S2 aberta, depois com a condição inversa e finalmente com ambas abertas. A segunda fileira, Y8, tem início no endereço $0E0_{hex}$, com a tecla mais à esquerda e S1/S2 fechadas; deve-se então repetir a mesma sequência dada para Y9.

Tal procedimento permite implementar a tabela 1, que se refere a um teclado alfanumérico + hexadecimal comum, como o da figura 2. Note, porém, que ele serve apenas de exemplo, podendo ser modificado de acordo com necessidades específicas. Na tabela 2 estão representados os comandos, símbolos, números e letras obtidos com a programação da primeira tabela; pode-se comprovar por aí que o teclado hexadecimal não é afetado pelas teclas SHIFT e CTRL.

Vê-se também que a parte inferior dessa tabela ficou em aberto, pois lidamos apenas com as aplicações "normais" das teclas; caso alguma utilização exija códigos especiais, eles poderão ser facilmente gerados para todas as 80 teclas. Cada código passará então a ser fornecido pela EPROM sempre que a tecla em questão for acionada em conjunto com SHIFT e CTRL. Tais códigos vão substituir os "FFs" da tabela 1, nos endereços 0C0...0C7, 0E0...0E7, 100...107, 120...127 e assim por diante, até 1E0...1E7. ◀

TABELA 2

C = CONTROL (S1); S = SHIFT (S2); N = NORMAL

| | X0 | X1 | X2 | X3 | X4 | X5 | X6 | X7 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Y9 | CR<br>CR<br>CR | FS<br>FS<br>FS | FF<br>FF<br>FF | 0<br>0<br>0 | 1<br>1<br>1 | 2<br>2<br>2 | 3<br>3<br>3 | .<br>.<br>. | C<br>S<br>N |
| Y8 | 8<br>8<br>8 | 9<br>9<br>9 | A<br>A<br>A | B<br>B<br>B | 4<br>4<br>4 | 5<br>5<br>5 | 6<br>6<br>6 | 7<br>7<br>7 | C<br>S<br>N |
| Y7 | F1 ...<br>...<br>... | F2 ...<br>...<br>... | F3 ...<br>...<br>... | F4 ...<br>...<br>... | C<br>C<br>C | D<br>D<br>D | E<br>E<br>E | F<br>F<br>F | C<br>S<br>N |
| Y6 | VT<br>VT<br>VT | LF<br>LF<br>LF | SP<br>SP<br>SP | NUL<br>><br>. | NUL<br>?<br>/ | US<br>—<br>— | BS<br>BS<br>BS | HT<br>HT<br>HT | C<br>S<br>N |
| Y5 | SUB<br>Z<br>z | CAN<br>X<br>x | ETC<br>C<br>c | SYN<br>V<br>v | STX<br>B<br>b | SO<br>N<br>n | CR<br>M<br>m | NUL<br><<br>, | C<br>S<br>N |
| Y4 | SI<br>O<br>o | DLE<br>P<br>p | NUL<br>`<br>@ | ESC<br>{<br>[ | FF<br>L<br>l | NUL<br>+<br>; | NUL<br>*<br>: | GS<br>}<br>] | C<br>S<br>N |
| Y3 | DC4<br>T<br>t | EM<br>Y<br>y | NAK<br>U<br>u | HT<br>I<br>i | BEL<br>G<br>g | BS<br>H<br>h | LF<br>J<br>j | VT<br>K<br>k | C<br>S<br>N |
| Y2 | DC1<br>Q<br>q | ETB<br>W<br>w | ENQ<br>E<br>e | DC2<br>R<br>r | SOH<br>A<br>a | DC3<br>S<br>s | EOT<br>D<br>d | ACK<br>F<br>f | C<br>S<br>N |
| Y1 | NUL<br>(<br>8 | NUL<br>)<br>9 | NUL<br>NUL<br>0 | NUL<br>=<br>— | RS<br>~<br>^ | FS<br>\|<br>\ | DEL<br>DEL<br>DEL | LF<br>LF<br>LF | C<br>S<br>N |
| Y0 | ESC<br>ESC<br>ESC | NUL<br>!<br>1 | NUL<br>"<br>2 | NUL<br>#<br>3 | NUL<br>$<br>4 | NUL<br>%<br>5 | NUL<br>&<br>6 | NUL<br>'<br>7 | C<br>S<br>N |
| Y0...<br>Y9 | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | S + C |

tabela 2 — Vemos aqui que as teclas CTRL e SHIFT não afetam o teclado hexadecimal. Os códigos formados por qualquer tecla em conjunto com essas duas, que poderiam gerar funções especiais, não foram incluídos nesta tabela.

Embora muitos considerem a potência dos alto-falantes como uma de suas características mais importantes, a prática demonstra o contrário: é o rendimento dos mesmos que deve ser colocado em primeiro plano.

# Calculando a eficiência dos alto-falantes

D. J. Schulz

Os alto-falantes convertem em energia acústica cerca de 0,25 a 2,5%, apenas, da energia elétrica que lhes é fornecida. Os restantes 97,5% ou mais são perdidos em forma de calor. Assim, a eficiência ou rendimento de um alto-falante $\eta_o$ corresponde à razão entre a potência acústica útil e a potência do sinal de entrada:

$$\eta_o = 10 \log_{10}(P_L/P_E) \quad [\text{dB}] \quad [1]$$

onde $P_L$ é a potência acústica total irradiada e $P_E$, a potência elétrica entregue à bobina. Esse parâmetro também pode ser representado como porcentagem, segundo a fórmula

$$\eta_o = 100(P_L/P_E) \quad [\%] \quad [2]$$

É comum, hoje em dia, os fabricantes incluírem a sensibilidade de seus alto-falantes nos folhetos de especificações técnicas. A sensibilidade pode ser definida como o nível de intensidade sonora em decibéis, à distância de 1 metro da unidade ($dB.m^{-1}$), quando o sinal elétrico aplicado é de 1 watt, em relação ao padrão internacional de referência das intensidades.

A intensidade (I) de uma onda sonora plana ou esférica "livre" (sem reflexões), em sua direção de propagação, é dada por

$$I = p^2/10^2 \varrho c \quad [\text{Wa cm}^{-1}] \quad [3]$$

onde p representa a pressão sonora efetiva, em pascais, $\varrho$ é a densidade do ar seco a 20° C (1,205 kg. $cm^{-3}$ a uma pressão atmosférica de 1,01325x10 $^5$Pa) e c é a velocidade de propagação de uma onda sonora de pequena amplitude; seu valor é de

$$c = 330.6 + 0.61\theta \quad [\text{m s}^{-1}] \quad [4]$$

onde $\theta$ é a temperatura, em graus centígrados.

A intensidade padrão de referência equivale a $10^{-16}$ $Wa.cm^{-2}$. O nível de intensidade, em dB, de uma onda sonora "livre", plana ou esférica, na direção de propagação, é determinada por

$$L_I = 10 \log_{10} (2.42 \times 10^5 p^2) \quad [\text{dB}] \quad [5]$$

Convém observar que o decibel não pode ser considerado uma medida de volume, já que a sensibilidade do ouvido humano a variações de intensidade é alterada de acordo com a frequência. Assim, a unidade de volume equivalente de um som é o fon, uma medida do nível de intensidade em relação a um tom referencial, com intensidade e frequência definidas. O tom padronizado como referência e internacionalmente aceito exibe uma pressão sonora RMS de 2,04x10 Pa e uma frequência de 1000 Hz — que equivale justamente à intensidade de $10^{-16}$ $Wa.cm^{-2}$.

Cada decibel representa 26% de acréscimo na intensidade, que é praticamente a menor variação que nossos ouvidos são capazes de detectar. O nível padrão de intensidade de 112 dB a 1 metro de distância da fonte sonora (112 $dB.m^{-1}$) é equivalente a uma pressão sonora de 20 Pa e uma potência acústica de 1 watt (Wa). Este é um nível muito elevado para o ouvido humano (algo como um motor de avião a 6 metros de distância), que num ambiente doméstico típico resulta em um nível de intensidade médio de 104 dB.

1

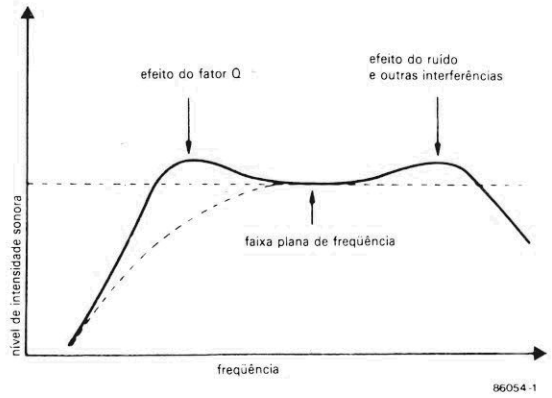



figura 1 — Gráfico do nível de intensidade x freqüência.

2

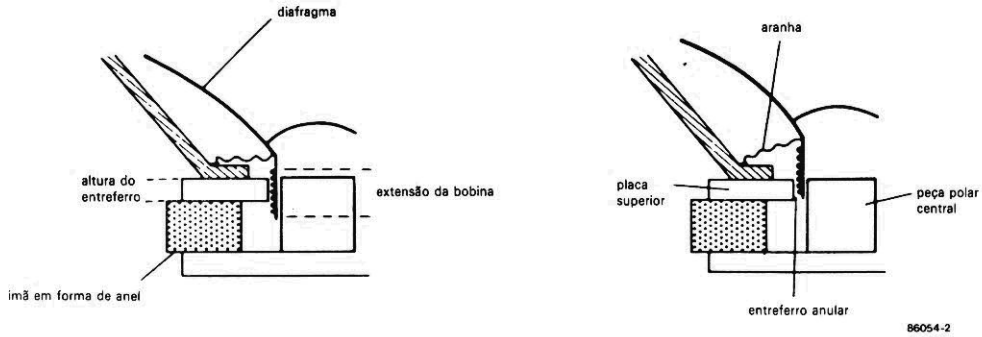



figura 2 — Vista em corte de um alto-falante. O máximo deslocamento da bobina, sem distorção, equivale à diferença entre a extensão da própria bobina e a altura do entreferro.

A potência operacional de entrada (Pw) também é uma característica de grande utilidade que costuma ser indicada nas caixas acústicas e nos formulários de testes dos alto-falantes. Trata-se da potência elétrica necessária para produzir um nível de intensidade equivalente a 90 dB/m (anteriormente, 96 dB/m).

Se um sistema de alto-falantes produz um nível de intensidade de 112 $dB.m^{-1}$, quando a potência elétrica aplicada é de 1 watt, sua eficiência é de 100%. Se considerarmos então que, a partir da fórmula (1), para cada decibel o nível de intensidade real resulta inferior a 112 dB, o rendimento será reduzido a 0,7944 de seu valor anterior. Em 112 dB, o rendimento será reduzido a 0,7944 de seu valor anterior. Em outras palavras, se o nível de intensidade para uma potência elétrica aplicada de 1 watt for de 102 $dB.m^{-1}$ (10 $dB.m^{-1}$ abaixo do padrão de 112 $dB.m^{-1}$), o rendimento será de apenas 10% — já que $0{,}7944^{10} = 0{,}10$.

O rendimento de referência $\eta_o$ de um alto-falante pode ser representado como

$$\eta_o = 9.7\times10^{-8} f_s^3 V_{AS}/Q_{ES} \quad [\%][6]$$

onde $f_s$ é a frequência de ressonância estabelecida pelo fabricante; $V_{AS}$, o volume eficaz, em litros; e $Q_{ES}$ é o fator de mérito elétrico. Os valores obtidos com a fórmula (6) dizem respeito a um espaço hemisférico contido em um defletor infinito (veja a figura 4). Os valores típicos para um falante popular de 25 cm poderiam ser: $f_s$ = 19 Hz; $V_{AS}$ = 310 litros; $Q_{ES}$ = 0,28. Substituindo esses valores na fórmula (6), vamos obter uma eficiência de 0,737%; calculando essa porcentagem em decibéis ($10\log_{10}0{,}00737$) — o chamado índice eletroacústico — iremos ter o valor de -21,325 dB, onde o sinal negativo indica perda.

Somando o índice eletroacústico com o nível padrão de intensidade vamos obter o Nível de Pressão Sonora *(sound pressure level* ou SPL), que no caso do exemplo anterior equivale a
SPL = 112 + (-21,325) = 90,675
ou arredondando, 91 $dB.W^{-1}.m^{-1}$

Em outro exemplo, um alto-falante de polipropileno, com um diafragma menor, exibe as seguintes características: $f_s$ = 50 Hz; $V_{AS}$ = 13 litros; $Q_{ES}$ = 0,93. Substituindo esses parâmetros mais uma vez na fórmula (6),

$$\eta_o = 9.7\times10^{-8}\times50^3\times13/0.93 = 0.169\%$$

Seu índice eletroacústico equivale a $10\log_{10}0{,}00169$ = 27,7086 dB e o nível de pressão sonora,
SPL = 112 + (-27,7086) =
84 $dB.W^{-1}.m^{-1}$ (arredondado).

Comparando esses dois exemplos, vê-se como o SPL varia de acordo com a área do diafragma, quando a entrada elétrica permanece constante. Neste caso, os valores do nível de pressão sonora diferem em 7 dB, que correspondem a uma razão de potência de 5:1.

## *Aspectos físicos dos alto-falantes*

A eficiência não é uma medida para o máximo nível de volume que se pode obter (em fons); ele depende, na verdade, da potência admissível do alto-falante. É preciso distinguir, porém, entre as potências admissíveis elétrica ou mecânica. A primeira indica a máxima potência elétrica, em watts, que pode ser aplicada à bobina sem queimá-la. O nível máximo de volume, especialmente no caso dos falantes de graves, depende antes de mais nada de sua capacidade de produzir grandes deslocamentos do cone — o que por sua vez é determinado pela construção do mesmo.

É claro que o diafragma deve deslocar-se para a frente e para trás e não para os lados; e também que os materiais rígidos são melhores nesse aspecto do que os flexíveis. Por outro lado, se o material do cone for duro demais, ele poderá impedir o livre movimento do diafragma. Assim, como acontece tantas vezes na vida, é preciso chegar a um compromisso adequado.

Outro critério a considerar é a diferença entre a extensão da bobina (h) e a altura do entreferro anular ($H_E$ — veja a figura 2). Nas modernas unidades e graves, essa diferença situa-se entre 6 e 10 mm. Desde que o diafragma esteja bem centralizado, a bobina pode deslocar-se de ±3 a ±5 mm, portanto, antes de deixar o campo uniforme do ímã em forma de anel.

Sempre que a aplicação de grandes potências faz a bobina mover-se para fora do campo



eficiência...

magnético, é inevitável a distorção do som reproduzido. Como regra geral, as "aranhas" que sustentam e mantêm a bobina centralizada no entreferro permitem um livre deslocamento de ±2 mm. além do que passam a desacelerar o diafragma. Eis porque muitos *woofers* provocam distorção mesmo com potências medianas de entrada.

Os alto-falantes com áreas de cone relativamente pequenas exigem um maior deslocamento da bobina para produzir a mesma intensidade sonora de unidades com um diafragma maior. É óbvio que esses modelos menores também atingem antes dos outros os limites de sua capacidade mecânica. Esses fatores de compressão estão entre os mais problemáticos do projeto de sistemas com alto-falantes compactos.

Além disso, sempre ocorre o fenômeno da modulação de frequência quando um único diafragma desloca-se em grandes amplitudes nas frequências mais baixas, enquanto irradia simultaneamente os agudos — o que faz com que estes sejam alterados, devido ao efeito Doppler. Este exemplo poderá esclarecer melhor o caso:
O máximo nível de intensidade ($L_m$) produzido por um alto-falante instalado em uma caixa fechada é dado por

$$L_m = 112 + 10\log_{10} P_L \quad [\text{dB}] \quad [7]$$

onde $P_L$ já foi definida anteriormente e pode ser calculada por

$$P_L = 50 Z_r v^2 \quad [\text{W}_a] \quad [8]$$

onde $Z_r$ é a impedância de irradiação e v, a velocidade RMS do diafragma, em metros por segundo. Essa impedância, por sua vez, pode ser determinada pela fórmula

$$Z_r = 2\pi\varrho r^4 f^2 / c \quad [\Omega] \quad [9]$$

onde $\varrho$ e c já foram definidos nas fórmulas (3) e (4), respectivamente; r é o raio efetivo do diafragma, em metros; e f é a frequência de operação, em hertz.

A velocidade do diafragma pode ser calculada por

$$v = H_d f \quad [\text{m s}^{-1}] \quad [10]$$

3

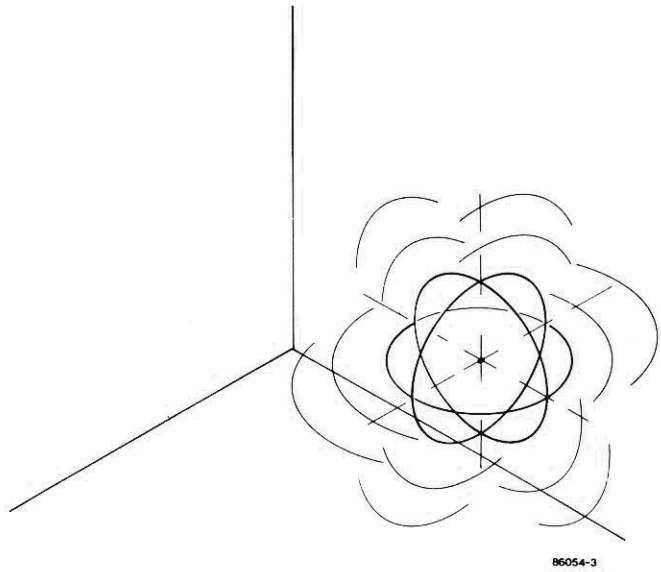



figura 3 — Uma fonte sonora suspensa livremente no ar propaga o som por igual em todas as direções (propagação esférica).

4

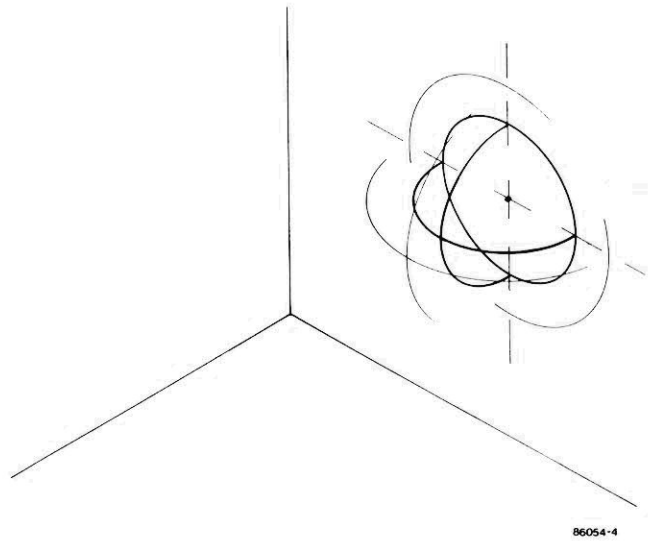



figura 4 — Uma fonte sonora presa a um defletor propaga o som hemisfericamente.

onde $H_d$ é a diferença entre a extensão da bobina (h) e a altura do entreferro ($H_E$), em metros, ou seja,

$$H_d = h - H_E \quad [\text{m}] \quad [11]$$

Vamos então comparar novamente os modelos de 25 e 13 cm do exemplo anterior (ambos alojados em uma caixa fechada). A frequência de operação será de 60 Hz durante todo o tempo. O modelo de 25 cm tem 0,107 m de raio efetivo do diafragma, enquanto a extensão de sua bobina é de 0,016m e a altura do entreferro, de 0,008 m. Isto nos dá um $H_d$ equivalente a 0,008m.

A partir da fórmula (10), vamos ter:
$v = 0{,}008 \times 60 = 0{,}48\ \text{m.s.}^{-1}$

Passando para a (9):
$Zr = 2 \times 3{,}142 \times 1{,}205 \times 0{,}107^4 \times 60^2 / 342{,}8 = 0{,}010415974$ ohms

Passando agora para a (8):
$P_L = 50 \times 0{,}010415974 \times 0{,}48^2 =$ 0,11999 Wa. Esta potência acústica equivale a um nível de intensidade de
$10 \log_{10} 0{,}11999 = -9$ dB

Substituindo, por fim, na fórmula (7):
Lm = 112 — 9 = 103 dB

O modelo de 13 cm possui um raio efetivo de diafragma de 0,05 m; a extensão da bobina é de 0,012 m e a altura do entreferro, de 0,006 m. Assim sendo, da fórmula (11) vamos obter:
Hd = 0,006 m

Da fórmula (10):
$v = 0{,}006 \times 60 = 0{,}36$ m.s.$^{-1}$

Da formula (9):
$2Zr = 2 \times 3{,}142 \times 1{,}205 \times 0{,}05^4 \times 60^2/342{,}8 = 0{,}000496945$ ohms

Da fórmula (8):
$P_L = 50 \times 0{,}000496945 \times 0{,}36^2 =$ 0,00322 Wa, potência acústica equivalente ao nível de intensidade de
$10 \log_{10} 0{,}00322 = -25$ dB

Da fórmula (7):
Lm = 112 - 25 = 87 dB

Conclui-se, portanto, que o modelo de 25 cm requer um sinal de apenas 16 W na entrada para produzir o nível máximo de intensidade de 103 dB; qualquer sinal mais elevado vai levá-lo à distorção. No entanto, seu fabricante rotulou-o como sendo uma unidade de 110 W. Quanto ao modelo de 13 cm, ele alcança seu nível máximo de intensidade de 87 dB com um sinal de apenas 2 W aplicado na entrada.

Partindo-se dessas considerações, está claro que a máxima potência mecânica da unidade de 25 cm (de uma marca tradicional e respeitada), gira em torno dos 16 W a uma frequência de 60 Hz, ao passo que a da unidade de 13 cm (também de boa procedência) é de aproximadamente 2 W, também em 60 Hz.

## *Possíveis aperfeiçoamentos*

O nível máximo de intensidade pode ser aumentado utilizando-se caixas acústicas do tipo refletor de gaves (*bass reflex*) ou corneta. A caixa refletora de graves eleva a área efetiva do diafragma, enquanto a tipo corneta provoca um substancial acréscimo na impedância de irradiação.

Uma forma simples de aumentar a impedância de irradiação (e com ela a eficiência) consiste em posicionar o alto-falante em um canto do ambiente (figuras 3...6). Na prática, porém, isto só vai funcionar a contento com alto-falantes que exibam um fator Q elétrico ($Q_{ES}$) reduzido. Tais modelos possuem uma elevada força excitadora, que lhes assegura uma subida no início das frequências médias, conforme nos mostra a curva de resposta da figura 7.

5

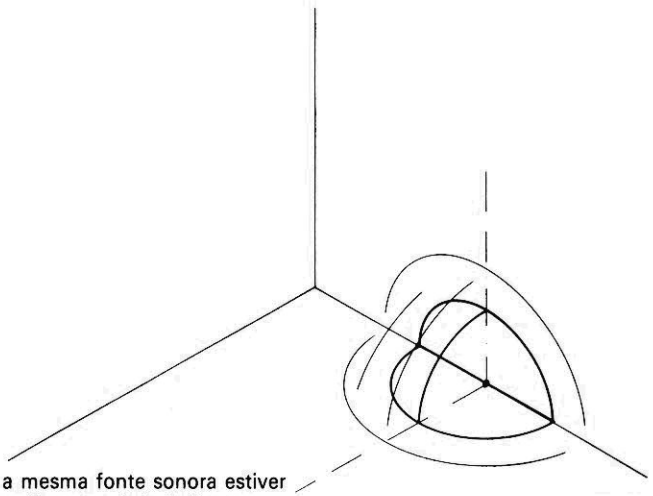



figura 5 — Se a mesma fonte sonora estiver localizada na junção entre dois defletores, vai propagar sons no formato de um quarto de esfera. Certos alto-falantes tipo corneta atuam segundo esse princípio.

6

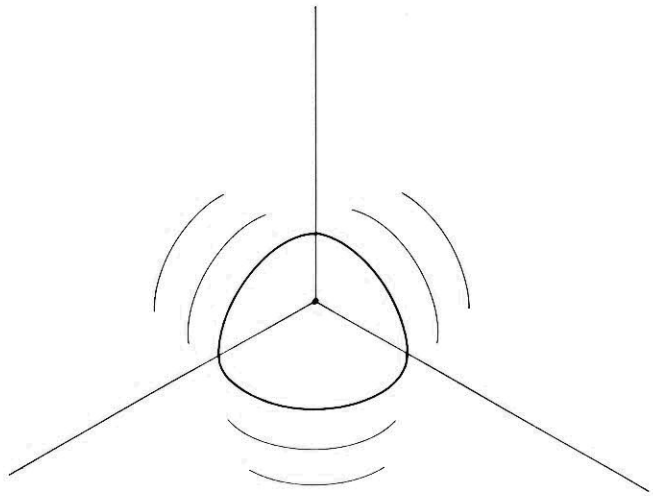



figura 6 — A impedância de irradiação de um alto-falante pode ser aumentada se ele for instalado na junção de três defletores.

A melhor reprodução de graves é obtida com a utilização de alto-falantes do tipo corneta, embora seja uma alternativa impraticável para uso doméstico, devido às grandes dimensões das unidades.

## *Um exemplo final*

Para finalizar, vamos analisar detalhadamente um alto-falante de 38 cm, específico para uso em grandes ambientes ou discotecas. Esse modelo apresenta as seguintes características.

* $f_s = 30$ Hz
* $Q_{ES} = 0{,}43$

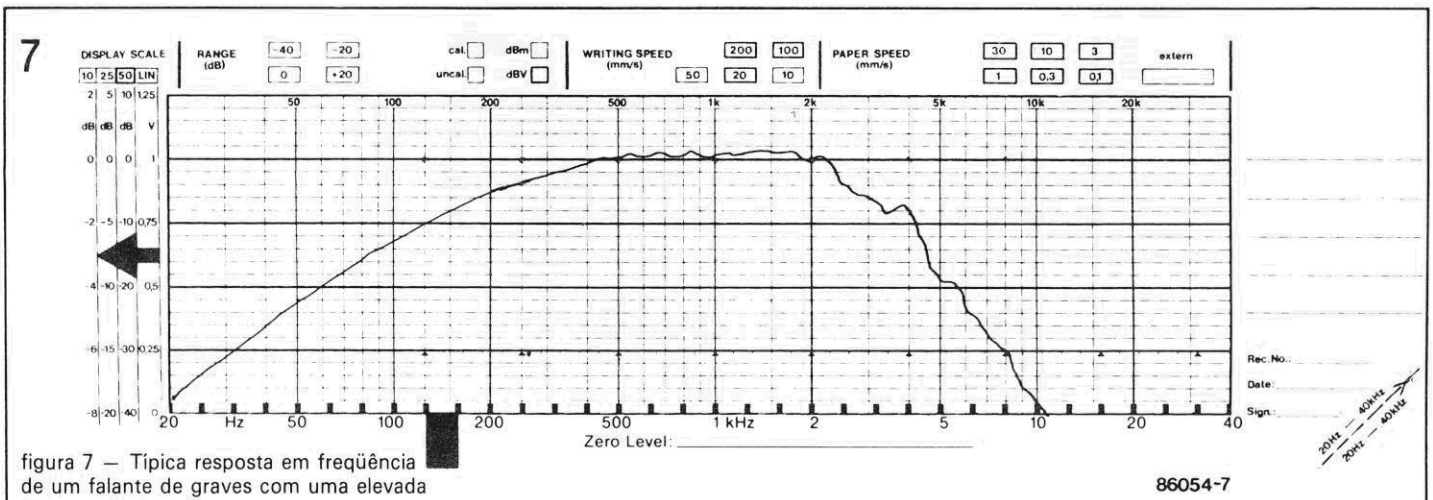



figura 7 — Típica resposta em freqüência de um falante de graves com uma elevada força excitadora.

* $Q_{MS}$ = 2,3 (fator Q mecânico)
* $Q_{TS}$ = 0,36 (fator Q global)
* $S_D$ = 0,0780 m
* $V_{AS}$ = 330 litros
* h = 0,014 m
* $H_E$ = 0,008 m
* $P_E$ = 250 W máxima

Para se obter o melhor fator de mérito total ($Q_{TS}$) de 0,6, em operação normal, o gabinete deve exibir um volume líquido não inferior a 160 litros. A frequência de ressonância do sistema está em torno dos 50 Hz. Com base nesses dados, parece natural que a escolha recaia sobre uma caixa tipo refletor de graves; é preciso ter em mente, no entanto, que um volume líquido de 160 litros irá proporcionar, nesse caso, uma resposta deficiente a transientes rápidos.

Decidiu-se, portanto, por um volume de 250 litros, aproximadamente, que baixa a frequência global de ressonância para cerca de 33 Hz e propicia uma clara resposta Chebishev, ou seja, 0,26 dB de *ripple*. A frequência a -3 dB é de 34 Hz, enquanto o rendimento de referência do alto-falante, calculado pela fórmula (6), equivale a 2,01% — correspondente a um índice eletroacústico de -17 dB. Seu SPL portanto, é de 95 $dB.W^{-1}.m^{-1}$.

O rendimento do sistema de 33, 100 e 300 Hz será diferente do que referência porque na frequência de 33 Hz a caixa refletora de graves irá efetivamente dobrar a área do diafragma para 0,1560 $m^2$. Em 100 Hz, a área efetiva será de 0,1170 $m^2$, devido à defasagem. E nos 300 Hz a abertura do refletor não surte efeito, fazendo com que o sistema se comporte como uma caixa fechada.

Na primeira frequência (33 Hz), o raio efetivo é de 0,22284 m e a impedância de irradiação, 0,057974816 ohms; a potência acústica é de 0,11364 Wa e o nível máximo de intensidade, 102,6 dB. Como a frequência de ressonância (os mesmos 33 Hz) está bastante próxima do valor a -3dB (34 Hz), o SPL de referência naquela frequência será de 95 - 3 = 92 dB. O máximo nível de intensidade, portanto, estará 10,6 dB acima do nível de referência. Assim sendo, a potência máxima permissível em 33 Hz situa-se 10 dB acima de 1 W, ou seja, 10 watts.

Na frequência de 100 Hz, o raio efetivo cai para 0,193 m e Zr equivale a 0,299549182 ohms. A potência acústica sobe para 5,39189 Wa, correspondendo a um nível de intensidade máximo de 119,32 dB — ou seja, 24,32 dB acima do nível de referência do alto-falante. Para se obter 5,39189 Wa de potência acústica, portanto, é preciso dispor de um sinal de 250 W na entrada, que é exatamente a máxima potência nominal.

Em 300 Hz, por fim, o raio efetivo cai ainda mais, chegando a 0,1576m, enquanto a impedância de irradiação é de 1,198688295 ohms. A potência acústica atinge 194,1875 Wa, equivalente a um nível de intensidade máximo de 134,88 dB, quase 40 dB acima da referência de 95 dB. Para que isto seja possível, o sinal aplicado à entrada deveria ter um valor despropositado: 10 mil watts! Está demonstrado, portanto, que nas frequências superiores a 200...250 Hz a única limitação é a potência elétrica permissível.

A capacidade de potência musical aproxima-se dos 370 W, correspondendo a 121 dB no nível de intensidade, cerca de 26 dB acima do nível de referência do alto-falante. Convém observar que a potência elétrica requerida na entrada, como foi calculada, refere-se a uma única frequência. Com o amplificador operando ao longo de toda a faixa de áudio, ele deve fornecer potências maiores que essas, para garantir uma boa resposta a transientes.

## *Conclusões*

Toda essa análise e todos esses cálculos nos levam às seguintes deduções:

* Os grandes rendimentos são possíveis apenas com grandes áreas efetivas de diafragma.
* As áreas mais amplas, no cone, resultam em menos distorção, se comparadas aos pequenos diafragmas.
* O rendimento não pode ser melhorado em mais de 6 dB, não importa o quanto seja aumentado o sinal de entrada. A principal razão desse fenômeno, especialmente nas baixas frequências, reside na capacidade mecânica de suportar potência.
* A potência elétrica admissível, graças aos modernos métodos de construção e a bobinas mais aperfeiçoadas, tornou-se um dos parâmetros menos importantes de um sistema de alto-falantes.

# SMT: a eletrônica em versão compacta

2ª parte
considerações para o projeto de placas

***Veremos nesta etapa alguns aspectos básicos (mas pouco conhecidos) que influenciam a concepção de circuitos impressos para SMDs — além de divergirem radicalmente das normas e padronizações convencionais***

A implantação da SMT significa bem mais do que a simples troca de componentes convencionais pelos de montagem de superfície. O primeiro e o mais importante passo para se implantar essa tecnologia começa pelo projeto criterioso das placas de circuito impresso. É preciso pensar de antemão, por exemplo, como será efetuada a montagem e soldagem dos componentes e também como as placas serão testadas e reparadas, em caso de necessidade. Assim sendo, para executar *lay-outs* adequados aos SMDs, o projetista precisa de subsídios sobre as possíveis disposições de componentes na placa e o espaçamento mínimo entre eles, além das dimensões e do formato das ilhas de soldagem. Essas "regras de projeto" refletem justamente a interdependência entre as várias etapas de produção, inerente à SMT.

Tais regras, porém, não podem ser consideradas universais. Basta dizer que até mesmo o formato e a distribuição das ilhas de soldagem são influenciados por vários parâmetros, que podem ser avaliados em graus diferentes por cada usuário. Desse modo, as dicas genéricas aqui compiladas têm o objetivo de servir mais como orientação, para que cada projetista desenvolva seu próprio conjunto de regras. E também não deixam de ter interesse para técnicos e engenheiros de outras áreas, já que permitem um conhecimento mais profundo da SMT e suas implicações.

## *Fixação dos componentes*

Uma das grandes vantagens da montagem em superfície é a possibilidade de aproveitar os dois lados da placa, eliminando a distinção tradicional entre "face do cobre" e "face dos componentes". E, como vimos na primeira parte, tal possibilidade pode ser aplicada tanto em montagens compostas exclusivamente por SMDs como nas mistas (onde parte dos componentes são convencionais e exigem furações). Em decorrência desse fato, a SMT introduziu uma

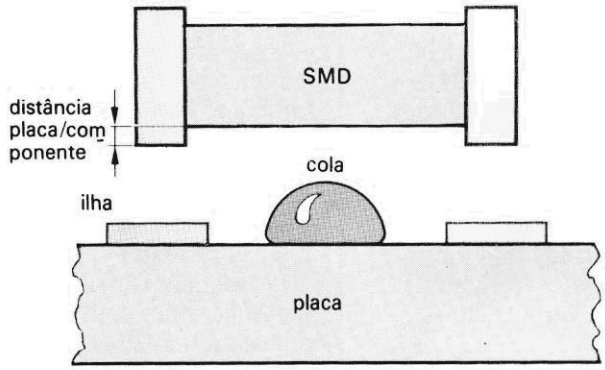



figura 1 — O componente e a cola devem entrar em contato de modo que a adesão seja confiável, sem afetar as áreas de contato.

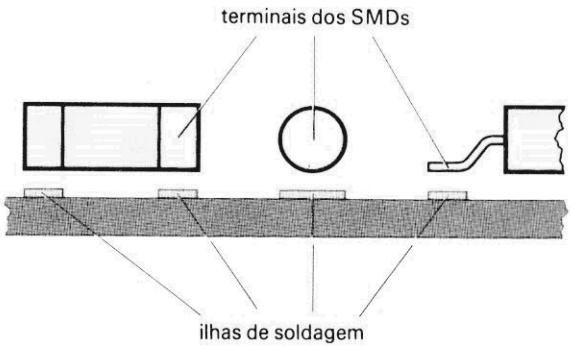



figura 2 — Dimensões idealizadas das ilhas de soldagem.

novidade na montagem industrial de placas: a fixação dos componentes através de uma cola especial, para que não saiam do lugar quando a placa é virada para baixo na hora da soldagem (veja a figura 1).

Essa cola deve atender a vários requisitos. Em primeiro lugar, precisa proporcionar uma fixação confiável de todos os componentes, mesmo dos mais pesados, em qualquer tipo de placa. Deve exibir a viscosidade correta, para facilitar sua manipulação (ela costuma ser aplicada automaticamente, pela própria máquina de montagem). Outro fator importante é um tempo mínimo de cura (endurecimento) e a baixas temperaturas; depois de endurecida, não pode sofrer reações químicas, a fim de não comprometer a placa ou os próprios componentes. Por outro lado, exige-se ainda que esse adesivo suporte grandes esforços térmicos (na soldagem) e, pelo outro, seja facilmente amolecido no caso de substituição do componentes; e isto sem causar danos à placa. Por fim, deve apresentar boa condutividade térmica, ser isenta de solventes e atóxica. Existem diversos tipos de cola adequada a essa finalidade e outras estão em desenvolvimento, para atender às várias exigências de montagem e soldagem dos componentes.

## *As ilhas de soldagem*

O termo "ilha" *(pad* ou *mounting pad,* em inglês) refere-se à parte do traçado de cobre onde são soldados os SMDs. Existe também a "pegada" *(footprint),* termo que designa um conjunto de ilhas correspondendo à pinagem de cada componente (figura 2). A área útil das ilhas pode ser delimitada tanto pela superfície pura e simples do cobre como pela

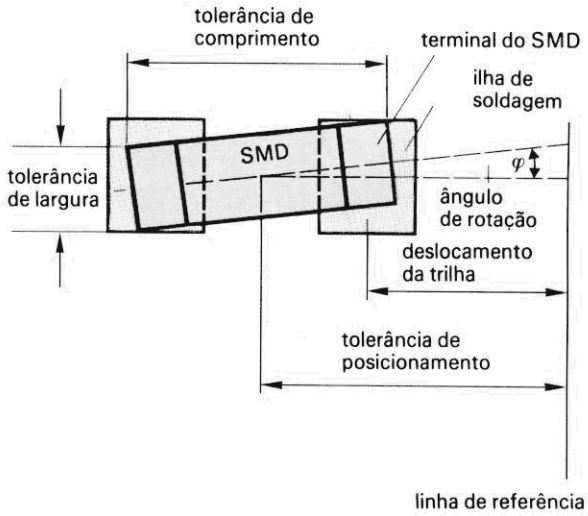



figura 3 — Fatores que influenciam o tamanho real das ilhas.

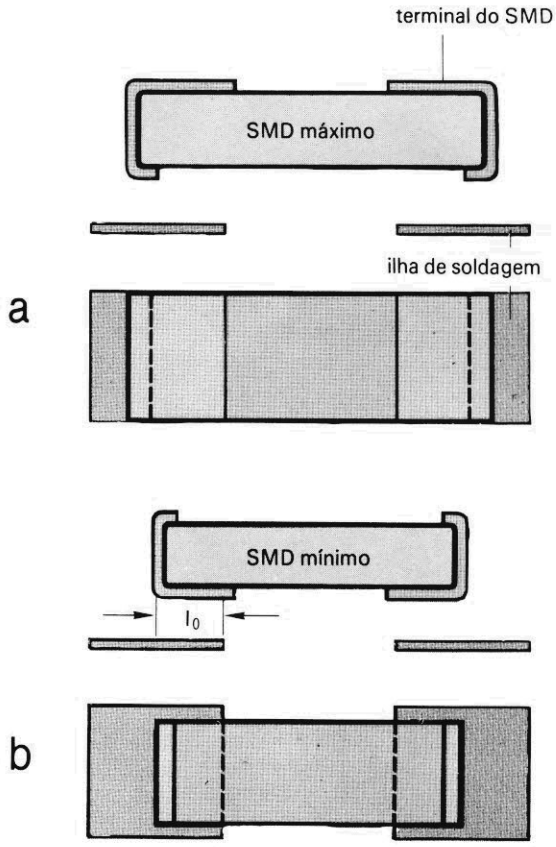



figura 4 — Influência da área metalizada do componente sobre as ilhas de soldagem.

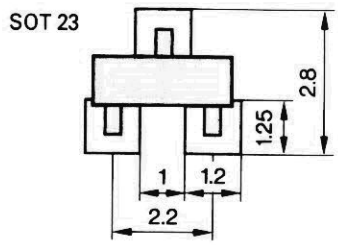
aplicação de máscaras de solda (neste caso, a superfície da ilha pode ser tão extensa quanto o desejado).

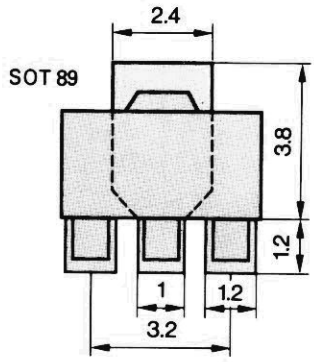
Sob condições ideais, uma boa conexão soldada entre SMDs e a placa precisaria levar em conta apenas uma área, em cada ilha, grande o suficiente para alojar os terminais de soldagem. Na prática, porém, essa área mínima idealizada não pode ser adotada; vários fatores, tal como o efeito das tolerâncias, implicam em uma determinada "folga" na área das ilhas (veja a figura 3). Os fabricantes recomendam, além disso, que o projeto de placas SMT seja sempre efetuado a partir do centro dos componentes, pois esse é também o ponto de referência das máquinas de montagem automática.

## *A influência dos componentes*

A tolerância exibida pelos componentes afeta, como vimos, a área mínima das ilhas de soldagem. Mas existem influências mais diretas, tais como a extensão do componente e o tamanho de seus terminais de soldagem. A figura 4 exemplifica o caso de forma simples: em (a) as ilhas precisam ser ampliadas para os lados, já que a metalização embaixo do SMD é quase nula; a junta de solda só pode ser feita utilizando-se as áreas laterais. Em (b), ao contrário, não é preciso que as ilhas cubram toda a área metalizada do componente, pois a soldagem será confiável.

É preciso ter em mente que a ampliação das ilhas só será viável se não houver outras restrições (como, por exemplo, as impostas pelo processo de soldagem, como veremos mais adiante). Ademais, mesmo com a padronização dos componentes, nem sempre será possível adotar ilhas de mesmas dimensões para SMDs de diferentes fornecedores, devido às tolerâncias praticadas por cada um deles. Com base nessas considerações, a figura 5 ilustra as dimensões ideais para as ilhas de dois invólucros de componentes discretos (SOT 23 e SOT 89) e também de resistores e capacitores, tanto de formato cúbico como cilíndrico.




| | componente | | ilhas de soldagem | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| [mm] | L | B | l | b | m | a |
| cúbicos | 2 | 1.25 | 1.1 | 2.1 | 2 | 0.9 |
| | 3.2 | 1.6 | 1 | 2.4 | 3.2 | 2.2 |
| | 3.2 | 2.5 | 1 | 3.3 | 3.2 | 2.2 |
| | 4.5 | 3.2 | 2.2 | 4 | 4.5 | 2.3 |
| cil. | 3.5 | 1.5 | 1.2 | 1.6 | 2.8 | 1.6 |
| | 5.9 | 2.2 | 2.1 | 2.3 | 4.8 | 2.7 |

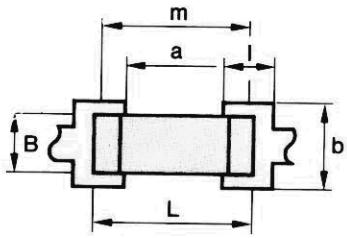



figura 5 — Recomendações para o tamanho das ilhas em três SMDs diferentes.

## *Outros pequenos fatores de influência*

A elevada densidade de componentes em placas SMT geralmente resulta em uma elevada dissipação de calor por unidade de área ou volume. O sobreaquecimento da placa deve ser evitado por um *lay-out* apropriado — tendo em mente, por exemplo, que os resistores SMD não podem ser montados com uma altura de segurança em relação à placa, devendo-se optar então por dividir a potência por dois ou mais resistores, no lugar de um único. A exemplo do que é praticado nas placas convencionais, a dissipação térmica pode ser melhorada pelo uso de áreas cobreadas mais largas e de maior espessura, assim como pela adoção de dispositivos CMOS, de baixa potência. Para aplicações especiais existem substratos com maior condutividade térmica, à base de metal ou plásticos metalizados; por serem bem mais caros que os materiais comuns para placas, tal como a fibra de vidro FR4, seu uso é bastante restrito.

No caso de circuitos de RF, a tecnologia de montagem em superfície introduz uma série de vantagens, já que as capacitâncias e indutâncias parasitas são reduzidas, facilitando a reprodução de certos parâmetros críticos. As frequências elevadas, no entanto, exigem que determinados componentes tenham o menor espaçamento possível, a fim de não dar chance aos capacitores e indutores espúrios. Se estes requisitos entrarem em choque com as necessidades de soldagem e teste, será preciso pesar cuidadosamente os prós e contras de cada projeto.

O fenômeno do empenamento, relativamente comum em placas de circuito impresso, sofre restrições severas em certos tipos de montagem SMT. O empenamento máximo das placas, nesses casos, foi até previsto em normas, sendo de 1 mm quando a placa está apoiada em dois pontos separados por 90 mm. Se a placa em questão apresentar um empenamento maior, os SMDs de material rígido (ou seja, os componentes cerâmicos) não deverão ser montados nessa área. Exceções podem ser feitas a componentes estreitos, desde que sejam alinhados com o eixo de empenamento (veja a figura 6).

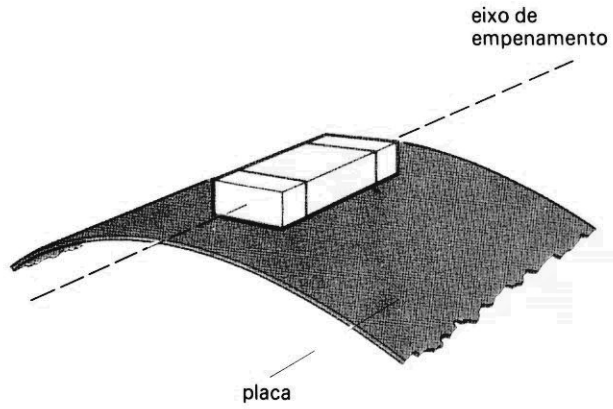



figura 6 — Orientação obrigatória para SMDs pouco elásticos, quando instalados em áreas empenadas da placa.

Outro fator a considerar é a resistência de fixação dos SMDs sobre a placa, que vai depender de cada aplicação específica. Em casos críticos, como ambientes sujeitos a vibrações, será preciso levar em conta mais uma vez as dimensões das ilhas de soldagem. Se forem ampliadas, pode-se melhorar tanto a fixação dos componentes à placa como a aderência das ilhas aos substrato. Eis alguns exemplos de resistência de fixação, segundo o material da placa:

FR 2 — 0,8 N/mm de largura de trilha
FR 3 — 1,1 N/mm de largura de trilha
FR 4 — 1,1 N/mm de largura de trilha

Com isto já se pode ter uma boa idéia dos fatores envolvidos no projeto de placas para os SMDs. Na próxima edição iremos abordar os principais métodos de soldagem para a SMT e sua influência nesse projeto, arrematando depois com uma panorâmica dos métodos de montagem automática.

## *Bibliografia*

— *An Introduction to Surface Mounting* — Dr. Otmar Hintringer e Werner Maiwald, Siemens Aktiengesellschaft, Divisão de Componentes.
— *PCB Layout Recommendations* — Werner Maiwald, Siemens Aktiengesellschaft, Divisão de Componentes.
— *Surface Mounted Components* Thomson Semiconductors.
— *Surface Mounting Integrated Circuits* — SGS Microelettronica SpA.

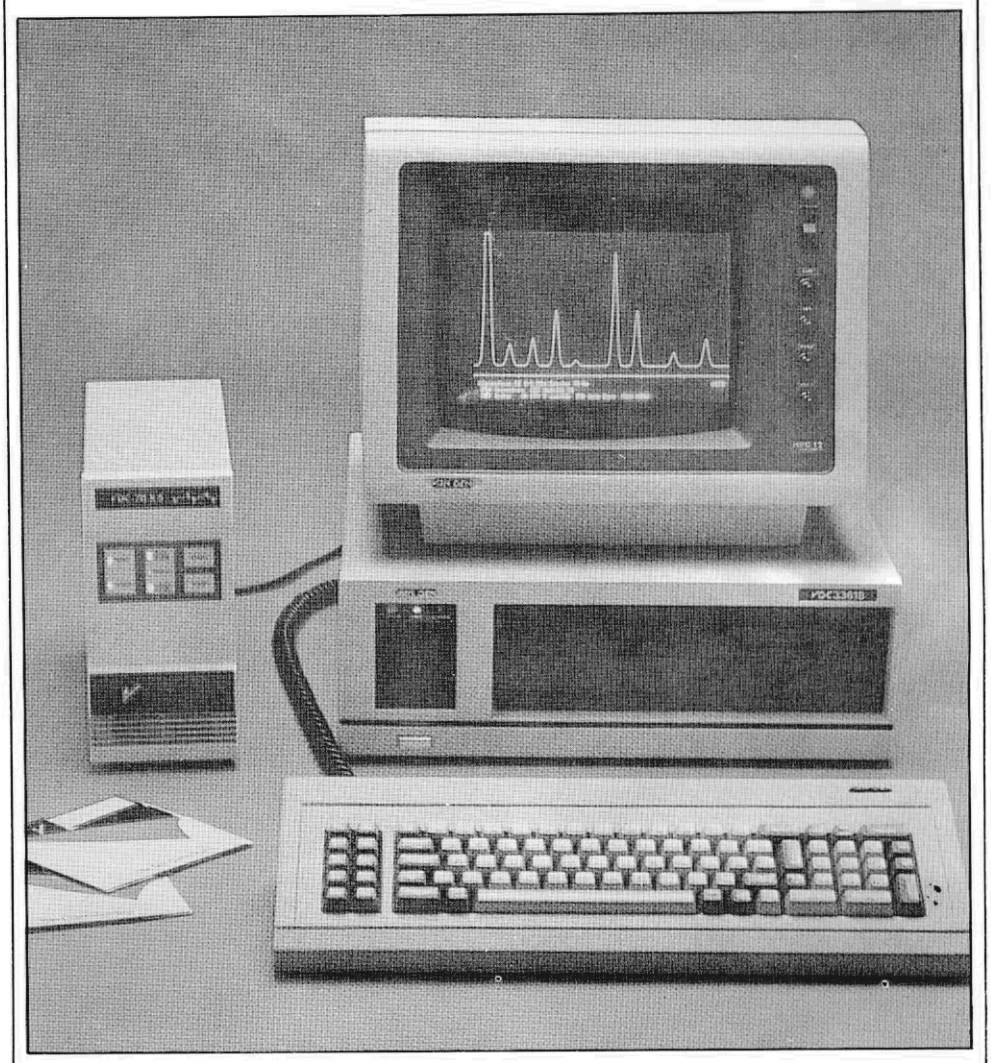
## *Sistema para automação de laboratórios*

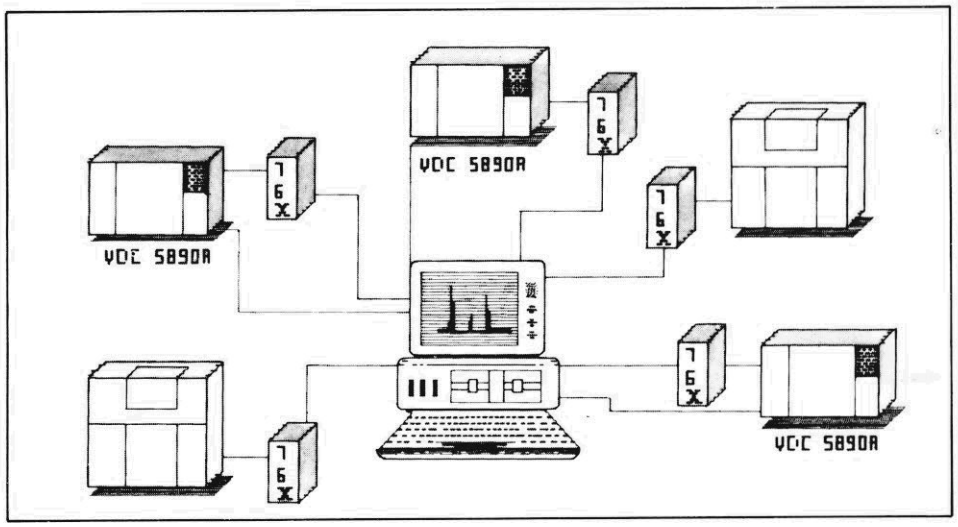
A Van Den Científica, empresa do grupo Convex, voltada ao desenvolvimento e fabricação de instrumentos digitais analíticos, está colocando no mercado seu novo sistema VDC 3361B para automação de laboratórios. Com esse lançamento a atividade laboratorial terá ao seu dispor uma ampla variedade de possibilidades, que abrange desde o controle automático dos instrumentos e parâmetros analíticos até a aquisição e tratamento dos dados obtidos.

O sistema VDC 3361B permite automatizar até cinco cromatógrafos líquidos e gasosos, pela utilização de programas desenvolvidos especialmente para essa função, de um microcomputador compatível com o PC-XT e três modelos de interfaces inteligentes — sem contar com a disponibilidade de outros *softwares* aplicativos, periféricos, acessórios de *hardware* e expansões opcionais, de acordo com as necessidades do usuário.

Os aplicativos desenvolvidos para a área laboratorial permitem que os dados obtidos sejam colocados em formatos padronizados, de modo que possam ser utilizados diretamente por processadores de texto, planilhas eletrônicas, sistemas de bancos de dados e outros *softwares* disponíveis no mercado, inclusive os desenvolvidos pelo próprio usuário. Entre os periféricos e acessórios contam-se, além das interfaces inteligentes, chaveadores de canais seriais e placas internas concebidas especificamente para a otimização do trabalho em laboratório. Combinados de diversas maneiras, esses periféricos conferem boa flexibilidade e modularidade ao sistema, na solução dos mais variados problemas.

Além disso, o sistema básico pode receber outros módulos, de forma a ampliar sua capacidade, à medida que se faça necessário, e também qualquer expansão compatível, tais como modens, *plotters*, impressoras, etc.



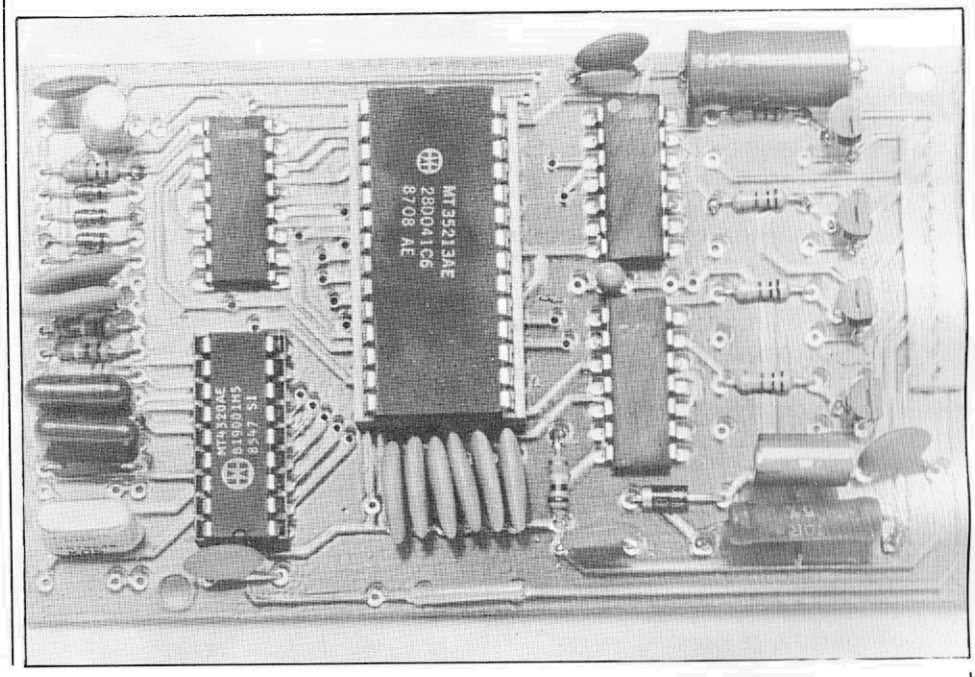


## *Chave digital para acionamento remoto*

Desenvolvida pela Hastec Assessoramento Técnico e Representações Ltda., a chave digital SDS-1 dispõe de 4 saídas de controle para acionamento à distância via rádio ou linha física (par de fios), através de um teclado multifrequencial (DTMF). O acesso à chave é efetuado por meio de códigos pré-programados (16 códigos com até 14 dígitos cada um) e a mudança de um código para outro também pode ser efetuada remotamente.

Ao circuito podem ser acoplados relés, optoacopladores, transistores de potência e outros dispositivos, de acordo com as necessidades. Entre suas aplicações podemos citar o acionamento remoto de repetidoras (além de outros equipamentos de comunicação) e máquinas industriais, controle doméstico, sistemas de segurança, sistemas de controle distribuído, comando de equipamentos instalados em locais insalubres ou perigosos e assim por diante.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS
Sistema de sinalização: multifrequencial (DTMF)
Saídas: coletor aberto, até 500 mA cada
Tensão de alimentação: 12 Vcc, ±10%
Consumo de corrente: 60 mA, aproximadamente




## *Três novas calculadoras da Texas*

Aperfeiçoando sua linha de calculadoras de bolso, a Texas Instrumentos Eletrônicos do Brasil Ltda. acaba de lançar, simultaneamente com sua matriz americana, três novos modelos para atender áreas específicas: científica, científica-estatística e financeira.

A TI 35 PLUS, que visa a área científica, tem 89 funções avançadas, incluindo estatística, trigonometria e números complexos. Possui também funções de combinações e probabilidades, além dos quatro sistemas numéricos e visor de cristal líquido com 10 dígitos.

Já a TI 60, voltada para operações científicas-estatísticas, permite uma utilização mais ampla de suas funções, tal como estatística com regressão linear ou hiperbólica. Dispõe ainda de permutação e combinação de dados, além de conversão das unidades de medida.

Por último, atendendo a área financeira, é lançada a BA III, que permite cálculos de preços de custo/margem/*mark-up*, bem como de juros compostos. Conta com cinco fluxos de caixa, taxa interna de retorno e conversão de taxa efetiva para nominal. Essa última máquina faz também cálculo de prestações, retorno de investimentos e análise de empréstimos, entre outras funções que visam facilitar as tarefas de quem trabalha na área financeira e necessita de cálculos rápidos e precisos.

## *Central de PABX versátil*

Até hoje um privilégio de grandes e médias empresas, as centrais de PABX tornaram-se agora acessíveis também a usuários dos mais variados portes e atividades, com o lançamento da central MAX 38, produzida e comercializada pela Monytel Eletrônica e Telecomunicações Ltda. Projetada para funcionar tanto automaticamente (sem operador) como com auxílio de telefonista, ela tem capacidade para até 6 linhas-tronco e 16 ou 32 ramais.

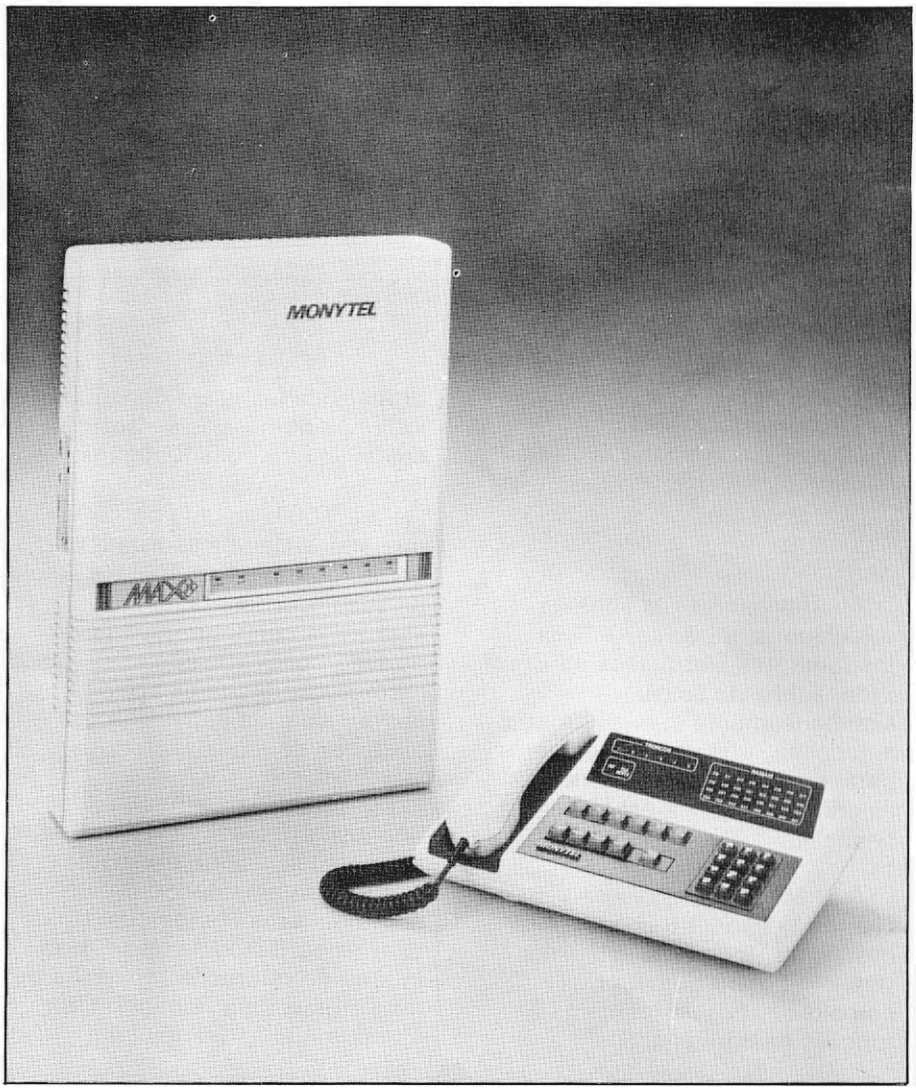
O equipamento foi idealizado, de acordo com a empresa, para empresas de pequeno porte, de qualquer atividade; profissionais liberais, tais como médicos, dentistas, advogados, engenheiros e arquitetos, por exemplo; escolas, hotéis e até condomínios residenciais. Nas grandes empresas ele também pode ser útil, servindo como sub-sistema de PABXs de grande porte e atendendo exclusivamente setores ou departamentos que exigem um serviço autônomo de telefonia.

De porte reduzido (368 x 545 x 90 mm, com apenas 12 kg), o MAX 38 pode ser instalado em espaços reduzidos e oferece uma série de serviços: emissão de listagem para melhor controle das comunicações, entrada para música de espera, acesso à linha-tronco específica, captura de chamadas, bloqueio para ligações interurbanas, conexão para porteiro eletrônico e circuito de proteção para memórias voláteis.

Além disso, a nova central presta alguns serviços extras, a exemplo dos PABXs convencionais. Discando um dígito, por exemplo, é possível atender a uma segunda chamada externa, sem perder a primeira, ou mesmo reter a chamada e falar com outro ramal em absoluto sigilo. É possível ainda programar um ramal para que ligações internas ou externas sejam desviadas para outro — recurso ideal para quem se desloca com freqüência dentro da empresa. E a discagem abreviada (com memória para até 99 números de 15 dígitos cada um) permite armazenar números para as chamadas externas mais utilizadas pelo usuário, incluindo DDD e DDI.

A Monytel está lançando também o Intercept, um equipamento destinado às concessionárias de serviços de telefonia e considerado pelos técnicos em telecomunicações como o melhor remédio já surgido para combater o congestionamento das redes telefônicas. Trata-se de um sistema projetado para interceptar chamadas dirigidas a números que foram mudados e informar automaticamente o novo número à pessoa que fez a ligação, centralizando assim o serviço de informações. Ele permite ainda avisar, através de mensagens gravadas, números de telefone inexistentes, terminais desligados ou não ativados e prefixos alterados ou não existentes.

O equipamento é formado por uma unidade de comando central com capacidade para controlar até 99 unidades remotas, cada uma delas capaz de interceptar até 504 assinantes; isto possibilita, portanto, o controle total de 49896 assinantes. A unidade central é responsável pela programação de todas as remotas, enquanto estas têm a função de interceptar as chamadas, gerenciar filas de espera, processar as mensagens e armazenar dados estatísticos.



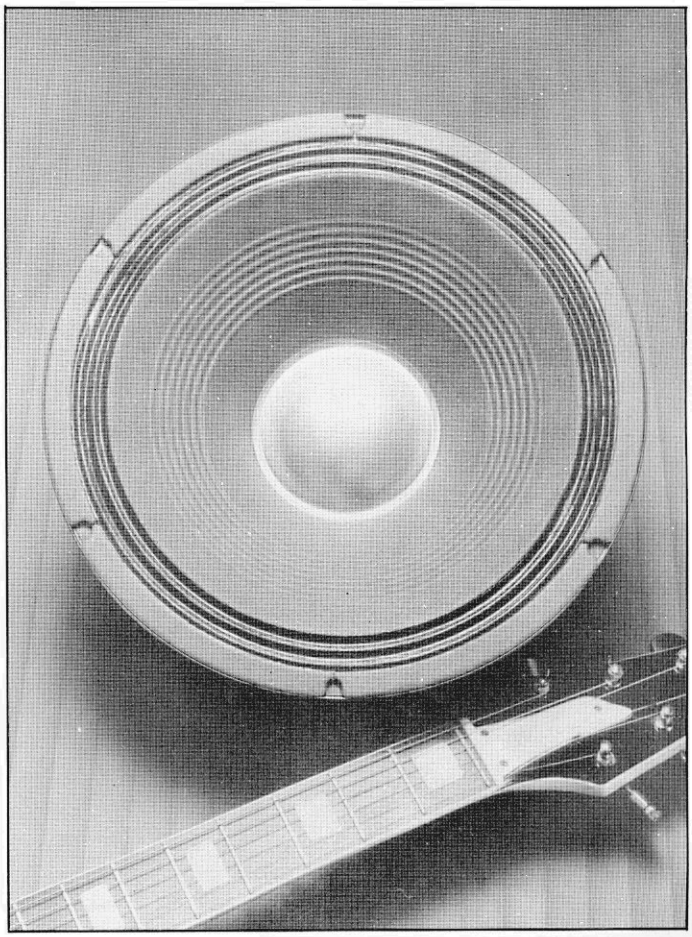
## *Novos alto-falantes para instrumentos musicais*

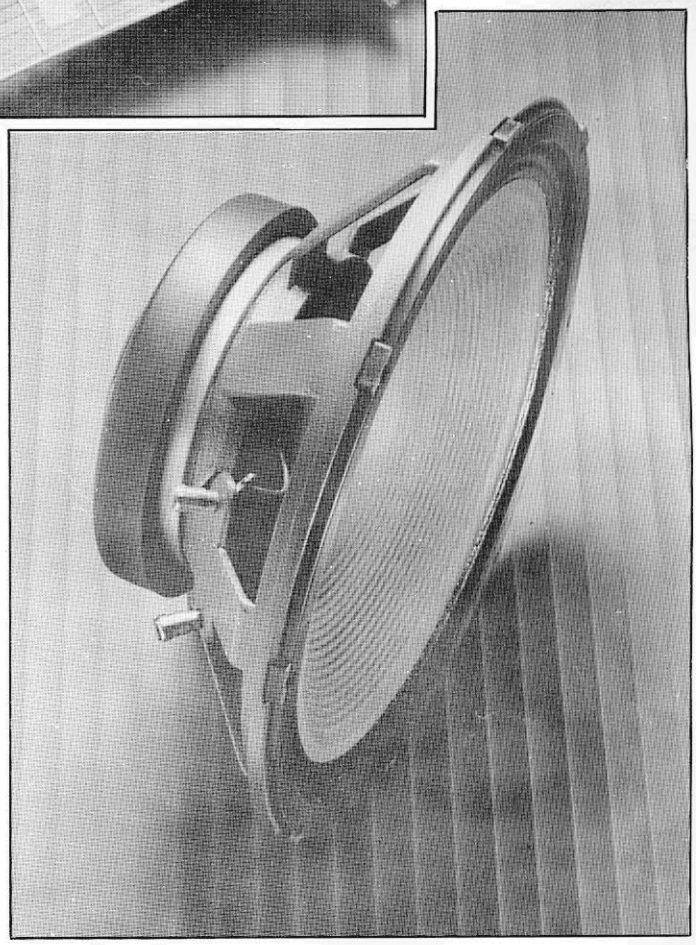
A linha P 500 constitui o novo lançamento da Novik para sonorização de grandes ambientes. Composta por dois modelos, ela foi apresentada na V FEMUS (V Feira de Música), que aconteceu em abril último no pavilhão da Bienal de São Paulo. Ela já havia sido testada no início do ano, porém, nos shows da cantora Tina Turner.

Adequados para reforço de baixas freqüências (graves e supergraves), os modelos P 500 L e P 500 E entraram em processo de fabricação em maio e com eles a Novik pretende suprir uma lacuna de mercado, atualmente preenchida por produtos importados, em sua maioria. Segundo a empresa, o grande beneficiado com esse lançamento será o usuário, que passará a contar com produtos de qualidade semelhante à dos produzidos no exterior — a um custo mais acessível e dispondo ainda de serviços de manutenção.

Outros três modelos de alto-falantes foram também apresentados pela Novik nessa feira de música, na verdade uma nova geração de produtos já existentes no mercado. São eles o modelo de 12'' para guitarra (WN 12 XXG, de 200 W), o de 12'' para coluna de voz (WN 12 XXCV, também de 200 W) e o de 15'' para contra-baixo (WN 15 XXSCB, de 250 W). Todos ganharam mais potência e eficiência, segundo a Novik, graças a melhoramentos efetuados em suas montagens.

Na área de produtos para instrumentos musicais, a Novik afirma deter 99% do mercado nacional, sendo a única fabricante. Essa nova geração também começou a ser fabricada em maio, oferecendo aos músicos outras opções em termos de alto-falantes de baixo custo, já que os preços praticados serão os mesmos da linha anterior.





## *KS eletrônico da Equitel*

**Saturno 2000 é o nome de um** novo *key-system* de técnica digital tipo CPA (controle por programa armazenado), que incorpora inúmeros recursos e tem capacidade para até 10 linhas externas e 32 ramais. Seu lançamento ocorreu na 39ª UD (Feira de Utilidades Domésticas), em abril passado, pela Equitel S.A. Equipamentos e Sistemas de Telecomunicações.

Equipado com microprocessadores que executam e supervisionam todas as funções do sistema e com um *software* altamente desenvolvido, o Saturno 2000 oferece uma série de serviços especiais, concebidos para agilizar as ligações e proporcionar maior eficiência às rotinas de comunicação telefônica. Segundo a Equitel, porém, o novo KS é de fácil operação: apenas 4 teclas garantem acesso direto a todos os recursos. Além disso, sua instalação é rápida, pois utiliza apenas um cabo fino com dois pares de fios.

Entre os vários recursos oferecidos por ele pode-se destacar uma agenda eletrônica para 50 números telefônicos, sistema de *"follow-me"*, chamada de retorno, bloqueador de DDD e DDI, música eletrônica sintetizada com um CI próprio, acionamento de porteiro eletrônico, programação de serviços chefe-secretária, conferências externas e sinal de chamada urgente. Por ser compacto, o Saturno 2000 pode ser instalado tanto em residências como em indústrias e casas comerciais, sendo ideal para pequenas e médias empresas, escritórios de profissionais liberais ou como sub-sistema de PABXs.

## *Equipamento para contagem automática de peças*

A Polimold, grande fabricante nacional de sistemas eletrônicos para contagem de peças, está lançando a última versão de sua linha de contadoras Policont, que já conta com três outros modelos. Trata-se da Policont Master, comandada por um microprocessador 8085, dotada de uma memória RAM de 8 kbytes e uma EPROM também de 8 kB, com *software* totalmente desenvolvido pela própria empresa.

O equipamento destina-se à automação do controle de estoques, e à expedição e embalagem de peças, podendo ser também empregado para otimizar a distribuição de partes de produtos nas linhas de montagem. Para executar a contagem, o operador digita o código da peça, previamente armazenado na memória do equipamento, obtendo instantaneamente o número de unidades existentes no prato da contadora.

Os dados da operação são enviados para uma impressora alfanumérica, incorporada ao equipamento, que emite relatórios de pesagem contendo o total de peças, com seu respectivo peso médio e total, nome comercial do produto, código do operador e data da operação, além da razão social e endereço do usuário. A Master pode ser também fornecida com um programa específico para cada cliente ou incluir um teclado alfanumérico para usuários que dependem de reprogramações constantes.

## *O futuro da televisão*

Dentro de alguns anos, os televisores terão dado outro grande passo à frente: irão dispor de uma memória para gravação de imagens, mas através de um processo eletrônico, bem diferente dos processos eletromecânicos empregados nos atuais gravadores de videocassete. Estes registram em uma fita todas as imagens de um programa, sem permitir o acesso a uma delas, para deixá-la permanentemente na tela. Assim, o TV do futuro terá uma verdadeira memória de computador, sem nenhum peça mecânica; um microprocessador se encarregará de registrar individualmente a intensidade luminosa de todos os pontos que compõem a imagem.

Mas essa função de congelamento de imagens será apenas uma possibilidade entre várias outras. A memória eletrônica do futuro televisor poderá ser utilizada também como um recurso permanente, para um sistemático aperfeiçoamento da imagem. Nesse caso, os sinais captados pela antena não serão enviados diretamente para a tela, mas sim memorizados e submetidos a uma série de processamentos. E a técnica de processamento será semelhante à otimização das imagens geradas pelas sondas espaciais.

Nos "tempos heróicos" da exploração espacial, tais sondas enviavam imagens acinzentadas, onde se distinguiam apenas vagos detalhes, na melhor das hipóteses. Tudo mudou graças ao computador, com programas que levam em conta simultaneamente as diferenças de tonalidade entre as partes de uma imagem e sua iluminação média, melhorando espetacularmente os contrastes. E produz ainda uma imagem secundária mais apresentável, graças ao realce dos detalhes (sem acrescentar informações, e sim extraindo todos os dados potenciais contidos na imagem primária).

**TV para slides** — Essa técnica, aplicada à televisão, poderá melhorar ainda mais suas imagens. Será a função básica da memória, no televisor do futuro: sem nada alterar das normas de transmissão, a tela mostrará uma imagem com maior resolução.

Convém lembrar que, atualmente, a imagem de TV é formada por cerca de 300 mil pontos, ou seja, o que a tela mostra é um conjunto de aproximadamente 300 mil elementos, cada um com sua tonalidade e brilho próprios. O padrão francês D2 MAC Paquet promete 600 mil pontos e o processamento eletrônico de imagens, 1 milhão de pontos em potencial. E isso de forma praticamente instantânea, já que o processamento e a reprodução vão ocorrer em 1/25 de segundo (no caso europeu, com frequência de 50 Hz).

Já existem os microprocessadores e memórias capazes de tais proezas, mas a técnica só não foi aplicada ainda em TVs comuns devido ao custo elevado desses componentes. Por enquanto, sua utilização só é viável a nível profissional, em centros de vídeo-animação que são verdadeiros laboratórios. Eles já demonstram todas as possibilidades de que poderão dispor os usuários particulares, quando o custo desses processadores de grande capacidade tiver baixado o suficiente para permitir sua inclusão em todos os televisores — o que deve ocorrer na próxima década.

O aparelho de TV com memória poderá ser também o exibidor ideal para slides. Atualmente, nem sempre é fácil projetar slides, pois é preciso deixar o local às escuras e instalar uma incômoda tela. Num futuro próximo, eles poderão ser visualizados na tela de um televisor com memória, desde que se disponha de um leitor ótico.

**Bancos de vídeo** — Por outro lado, na era do videodisco, um número cada vez maior de documentos será armazenado em bancos de imagens. O cabo será o meio ideal para encaminhá-los aos seus usuários; através dele, as informações desejadas chegará à tela do televisor, tão facilmente como hoje se recebem as imagens nos terminais de videotexto. O usuário terá a opção, por exemplo, de "visitar" museus seguindo uma seqüência de quadros compsota por ele mesmo, reviver fatos históricos ou conhecer a evolução de um determinada técnica; vê-se, portanto, que as possibilidades pedagógicas do sistema são imensas.

Mas por quê esperar então o advento do televisor com memória para consultuar sistematicamente as videotecas, inclusive a domicílio? Mais uma vez, o problema está no custo: atualmente, para receber imagens sob encomenda, o usuário teria

que assumir o custo da ligação durante todo o tempo em que imagem permanecer na tela. O preço seria altíssimo, pois a imagem implica num volume de informações centenas de vezes maior que a palavra.

Com a disponibilidade de uma memória, será diferente: para receber uma imagem bastará ocupar a linha durante o tempo estritamente necessário para a transmissão da imagem. Depois disso, a comunicação será interrompida; mas justamente por ter sido memorizada, a imagem poderá permanecer na tela pelo tempo desejado, assim como o terminal de videotexto continua mostrando textos depois de interrompida a comunicação com a central. Assim, o usuário disporá gratuitamente de todo o tempo que quiser para observar a imagem que "chamou" e que lhe custará apenas o preço equivalente a 1/25 s. As baixas tarifas farão da teleconsulta aos bancos de vídeo um recurso não só viável como banal. Aí então a humanidade terá realmente ingressado na era das imagens.

**fonte:** CENDOTEC — Centro Franco-Brasileiro de Documentação Técnica e Científica.

## *Acordo nipo-americano gera componentes fotônicos*

Uma *joint-venture* formada pelas empresas japonesas NTT e Mitsubishi e pelo Battelle Memorial Institute, dos EUA, já começa a dar seus primeiros frutos: uma família de CIs fotônicos. A *Photonic Integration Research Inc.*, sediada em Ohio, está inicialmente destinando esses componentes às telecomunicações, onde estão incluídos sistemas de redes locais, transmissão de dados por fibras óticas, TV comercial e por cabo, enlaces intracomputadores, automóveis, aviões e telemetria.

A técnica da empresa consiste em depositar uma fina camada de sílica (o mesmo material das fibras óticas) sobre um substrato de silício. Traçados formando guias de onda são então "impressos" na sílica, por meio de processos convencionais de fotolitografia e decapagem. Os primeiros elementos, de aplicação limitada, são o que se poderia chamar de VSSI (integração em baixíssima escala) da fotônica. Entre eles estão circuitos ramificadores óticos, acopladores direcionais, multiplexadores/demultiplexadores e chaves matriciais de portas óticas.

## *Guerra pelo padrão da DAT*

Embora ainda metida numa grande controvérsia — as gravadoras alegam a grande facilidade com que seus discos poderão ser "pirateados", em fitas de altíssima qualidade — a DAT (*Digital Audio Tape*) já entrou em outra. Prestes a ser lançada no mercado americano, a técnica esbarra agora na questão no formato, devido ao confronto entre três gigantes da eletrônica. De um lado do ringue está a Hitachi, enfrentando sozinha dois adversários nada desprezíveis: Sony e Hewlett-Packard.

É verdade que a Hitachi não está mais isolada em seu canto, pois um total de 33 companhias já adotaram seu padrão, embora se diga que o da dupla Sony/HP ofereça maiores densidades de dados e transferências mais rápidas de informações. O grande trunfo, no caso, foi a promessa de oferecer o padrão sem qualquer encargo, ao passo que as outras duas empresas estão pedindo taxas relativamente elevadas pelo licenciamento. O protótipo da Hitachi trabalha com cartuchos de 1 gigabyte de capacidade, transferindo dados a 133 kbytes/s; HP e Sony contra-atacam com uma unidade para cartuchos de 1,3 GB e uma taxa de transferência de 180 kB/s.

## *Um smart card sem contatos ou bateria*

Desenvolvido pela Valvo, afiliada alemã da Philips, um novo cartão inteligente acabou com o desgaste dos contatos e a descarga de pilhas e baterias — inconvenientes comuns nos modelos tradicionais (veja o artigo "Depois dos cartões magnéticos, vêm aí os IC Cards", na Elektor nº 7). Com o formato e as dimensões de um cartão de crédito normal e apenas 0,76 mm de espessura, ele emprega técnicas indutivas para receber energia de um módulo leitor/gravador e para transferir dados ao mesmo.

A concepção desse *smart card* baseou-se na idéia de uma pequena empresa alemã de eletrônica, a Angewandte Digital Elektronik GmbH. Segundo porta-vozes da Valvo, seu cartão é radicalmente diferente do que foi lançado há pouco pela AT&T Corp., que utiliza métodos capacitivos na transferência de dados e métodos indutivos para o fornecimento de energia. Eles afirmam ainda que o cartão da empresa americana não obedece às normas recomendadas pela ISO (*International Standards Organization*), ao contrário do modelo da Valvo.

## *Perspectivas dos satélites DBS*

A próxima década será decisiva para um dos mais promissores aspectos da televisão, na Europa: o da transmissão via satélite, mais especificamente com os *Direct Broadcasting Satellites* (satélites de transmissão direta), melhor conhecidos como DBS. O país pioneiro dessa nova fase foi a Alemanha Ocidental, que teve seu TV-SAT 1 lançado em novembro de 1987. Logo a ela se juntarão a França (com o TDF-1), Luxemburgo (com o Astra, de média potência), a Suécia (com o Tele-X) e vários outros, incluindo um satélite do consórcio BSB (*British Satellite Broadcasting*).

Para 1989, o primeiro ano completo de operação desses satélites, está prevista uma audiência total de 700 mil domicílios, número que deverá pular para cerca de 19,5 milhões até 1997. A taxa de crescimento anual, acima de 100% no início, será reduzida para uma média de 28%, de 1991 a 1997.

Mas é claro que o crescimento do público não será uniforme em toda a Europa. O nível já elevado de uso da TV a cabo na Bélgica e na Holanda, por exemplo, faz com que não sejam bons territórios para a evolução do sistema DBS. Mas espera-se que o Reino Unido venha a ser o maior mercado nessa área, tanto em termos de assinaturas, como de venda de equipamentos. De fato, o satélite Astra, de Luxemburgo, deverá subir em 1989 já com oito canais ingleses contratados. Some-se a isso os três canais do projeto BSB (financiado e operado por particulares) e também os cinco canais de um satélite irlandês programado para 1990 e teremos uma idéia do potencial do mercado inglês.

Quanto à questão da venda de assinaturas na Europa Ocidental, estima-se um crescimento de 7,9 milhões de dólares, em 1989, para mais de 702 milhões em 1997. O Reino Unido, com vendas anuais de 190 milhões de dólares em 1997, vai representar mais de 1/4 do total, enquanto França e Alemanha contribuirão com 1/5 cada uma (cerca de 150 milhões). A receita de publicidade também vai crescer, passando de menos 7,3 milhões de dólares em 1989 para 608 milhões em 1997. Para as vendas de receptores e unidades externas, prevê-se um crescimento rápido: partindo de 111 milhões em 1989, até um pico de 684 milhões em 1992.

Apesar de todo o seu potencial, porém, o sistema DBS vai fatalmente enfrentar a concorrência de outros sistemas, tal como da TV por cabo e de outros satélites de pequena e média potência. Nesse mercado crescentemente competitivo, os fatores de custo são importantes, mas acredita-se que no final o sucesso do sistema DBS vai depender da variedade e qualidade de sua programação. Todos esses dados — isto é, o potencial comercial do sistema, a tecnologia envolvida, vantagens e desvantagens em relação a sistemas concorrentes, as normas, os riscos e o seguro — estão reunidos em um relatório de 264 páginas recentemente publicado pela Frost & Sullivan, companhia internacional de informações empresariais e pesquisas de mercado.

O relatório compara detalhadamente a técnica DBS com outros sistemas, discutindo todos os aspectos, desde restrições político-normativas até a redução drástica, em tamanho e custo, das antenas parabólicas de recepção via satélite (que já são produzidas com apenas 35 cm de diâmetro, custando 320 dólares). O trabalho examina ainda em profundidade cada um dos projetos DBS, assim como outros envolvendo satélites e os mercados nos vários países.

A Frost & Sullivan é representada no Brasil pela empresa Schlochauer & Associados, de São Paulo, situada à R. Tabapuã, 821, 8º andar, CEP 04533, telex (011) 33001-CNVC-BR. O relatório foi intitulado "Transmissão Direta por Satélite na Europa Ocidental" e tem o código E 1004.

## *Fac-símile e telex com micros PC*

Imagine seu computador podendo receber a transmitir telefax e telex, sem interferir em suas atividades normais. São duas propostas da empresa Tecnet Tecnologia, batizadas respectivamente de Tecfax e Tectelex e comercializadas a partir da *América's Telecom* deste ano, realizada no Rio de Janeiro.

Como se fosse um telefax tradicional, o sistema Tecfax é capaz de transmistir textos em páginas no formato A4 em apenas 15 segundos, quando demorariam cerca de 8 minutos para serem passados via telex. A diferença está na manipulação da mensagem (edição, visualização e transmissão), que pode ser feita em qualquer microcomputador da linha PC. Segundo a empresa, ao se substituir a máquina de fac-símile por um micro, o usuário paga apenas 50% pelo equipamento — composto pelo PC mais o sistema Tecfax — com a vantagem adicional de dispor de um computador, que pode ser aproveitado em outras atividades.

Caso o usuário queira transmitir desenhos, gráficos ou manuscritos, além dos textos, ele terá que acrescentar um *scanner* ao sistema. Se as mensagens consistirem somente de textos, o *scanner* pode ser dispensado; basta então editar a mensagem no micro e transmití-las via telefax. Para receber qualquer desenho, gráfico ou texto escrito à mão também não é preciso ter um *scanner* à mão: eles serão reproduzidos fielmente pelo micro e impressos, se necessário.

Ainda segundo a Tecnet, a possibilidade de receber e passar fac-símiles sem atrapalhar as atividades e programas normais do micro é apenas um entre os vários recursos oferecidos pelo Tecfax. O sistema faz, igualmente, programação de horário de transmissão, pesquisa de arquivo com diferentes variáveis (data e/ou horário e/ou assunto) e permite a distribuição através de multi-endereçamento. Além disso, transmite também logotipos e assinaturas sem o *scanner*, já que tais símbolos podem ficar estocados na memória do sistema.

O tectelex, por sua vez, é um sistema que acrescenta ao PC recursos de edição, transmissão e recepção de mensagens de telex, sem interromper os programas habitualmente utilizados pelo usuário, além de exibir multi-endereçamento personalizado para até 50 números. Como primeira vantagem do sistema, a Tecnet destaca a possibilidade de utilizar, na hora de compor o texto da mensagem, um editor de textos profissional. Isto permite arquivar mensagens de outros editores, com os recursos tradicionais de eliminação ou duplicação de linhas e palavras, cópia de blocos inteiros e alterações em qualquer parte do texto.

O equipamento completo tem quatro partes: o micro, uma impressora, a placa de conversação e o *software* de gerenciamento, desenvolvido pelos técnicos da empresa. A placa liga o sistema à rede nacional de telex, enquanto o *software* cuida do restante — ou seja, "potencializa o PC", como afirma a Tecnet. Como todas as máquinas de telex semi-computadorizados do mercado nacional, o Tectelex é capaz de editar/receber e editar/transmitir mensagens simultaneamente. Só que ele conta com um comando adicional, que permite visualizar na tela a mensagem que está sendo recebida, sem inteferir no texto trabalhado pelo usuário.

Funcionando com o serviço multiponto da Embratel, o multiendereçamento do Tectelx aceita programas de até 50 números de destinatários. É aqui que reside outra diferença, ainda de acordo com a empresa: o equipamento personaliza as mensagens, o que não acontece no serviço da Embratel. Além disso, basta programar o horário de saída da mensagem e o sistema se encarrega de tentar várias vezes a transmissão, de acordo com a regulamentação vigente. Caso ela não possa ser completada, o Tectelex indica o número de tentativas feitas e também se a máquina do destinatário estava ocupada ou com defeito.

A Tecnet Tecnologia surgiu há quatro anos, especializando-se no desenvolvimento de *software* e *hardware* para telecomunicações. Começou lançando o Sistema de Controle Telefônico (SCT), que geencia os custos da redes telefônicas em grandes e médias empresas, para depois atuar também nas áreas de transmissão de mensagens e comunicação de dados. Atribuindo seu rápido crescimento à exploração de uma lacuna do mercado nacional, estima seu faturamento em 4 milhões de dólares neste ano,

contra 1,5 milhão de 1987. Suas instalações também cresceram de 80 $m^2$ para mais de 1500 $m^2$, paralelamente ao número de funcionários.

### *Planilha eletrônica da Borland*

Durante muito tempo a Lotus dominou o mercado de planilhas eletrônicas com seu produto *Lotus 1-2-3*, liderança agora ameaçada pelo *Quattro* — lançamento internacional da Borland que reúne, num único *software*, uma planilha de alto desempenho, banco de dados, gráficos comerciais e um ambiente de desenvolvimento de aplicativos. Representando uma inovaçõa nesse segmento de programas, o produto vai permitir que o usuário lide com mais recursos, além de ser compatível com o *Lotus 1-2-3* — dispensando assim o retreinamento de pessoal ou adaptações especiais.

Disponível para micros compatíves com as linhas PS/2, PC-AT ou PC-XT, da IBM, com um mínimo de 384 kbytes de RAM, ele começou a ser desenvolvido em 1984, época em que a empresa procurava diversificar sua linha de produtos e se dispunha a colocar no mercado um programa que conjugasse bom desempenho e facilidade de uso. Desse projeto surgiu o *Quattro*, capaz de aproveitar os recursos avançados da nova geração de *hardware* e sistemas operacionais. Ganha em velocidade, assim, de seu concorrente mais próximo (o Lotus 2.01) em praticamente todos os recursos mais significativos, tais como recálculo, edição, movimentação e tarefas de arquivo.

Capaz de gerar até 10 tipos de gráficos com visualização de diferentes fontes na tela, o *software* dispõe ainda de tecnologia do SQZ/Plus, que já vem embutida e é utilizada na compressão de planilhas muito grandes. Um ambiente de desenvolvimento e depuração de macros, projetado com os recursos avançados da linguagem Turbo, também compõe o Quattro, além do micro-recálculo, dispositivo que permite recalcular apenas as células que sofreram alterações.

A Borland International foi criada em maio de 1983, sendo atualmente uma das maiores empresas norte-americana do desenvolvimento de *software*. Seu primeiro produto foi lançado em fins de 83, iniciando a linha Turbo Pascal, e vendeu 150 cópias em um ano. O catálogo da empresa é composto basicamente pela família *Turbo Pascal*, formada pelos *Turbo Tutor, Turbo Database Toolbox* e *Turbo Grafix Toolbox*, além do *Turbo C* e do *Turbo Basic*. Dispõe ainda de produtos como o *Sidekick* — que foi o primeiro programa a simular uma mesa de trabalho na tela do micro, permitindo que o usuário realize várias tarefas ao mesmo tempo — e o *Reflex*, um gerenciador de bancos de dados direcionado. Todos esses produtos, além do próprio *Quattro*, estão disponíveis no mercado brasileiro através da Compucenter, distribuidora exclusiva da Borland no país.

### *Comprovada a existência dos "anéis de Einstein"*

Certas vezes a própria natureza vem em auxílio da tecnologia. Foi o caso de uma equipe de astrônomos franceses de Toulouse, responsável pela descoberta de um anel de Einstein — um fenômeno pelo qual galáxias maciças, atuando como lentes gigantes, podem funcionar como telescópios gravitacionais e mostrar assim corpos distantes, normalmente inacessíveis à observação. O princípio é simples: graças à relatividade, sabe-se que as grandes massas curvam os raios luminosos, influenciando-os mais intensamente do que pretendia a mecânica clássica.

Essa confirma das teorias de Einsten ocorreu no dia 29 de maio de 1919, durante um memorável eclipse total, quando Eddington (um famoso astrônomo da época) fez observações na região de Sobral, no estado do Ceará. Por um extraordinário golpe de sorte, nesse dia o Sol encontrava-se no magnífico aglomerado das Híadas, na constelação do Touro. Segundo Einstein, as estrelas próximas ao disco solar deveriam aparecer na abóbada celeste ligeiramente deslocadas, devido à curvatura de sua luz pelo astro; o cálculo previa um desvio de aproximadamente 1,8 segundo de arco. E o desvio medido foi exatamente esse!

**Um passo decisivo** — Mas o mais notável é que Eddington já estava imaginando as vantagens que a astronomia poderia tirar desse fenômeno. Bastava que o

Sol fosse mais compacto, com um diâmetro milhares de vezes menor, explicava ele, para que fossem observadas duas imagens da mesma estrela ao seu lado. Assim, desde essa época, a noção de miragem gravitacional estava aceita — ao menos em teoria.

Na prática, os cientistas questionavam se um dia seria possível observar uma miragem dessas, que parecia exigir condições muito especiais. O próprio Einstein tinha dúvidas a respeito — o que, com o modelo de Universo vigente na época, não era de estranhar.

A situação evoluiu há apenas 8 anos: em meados de 1979, foram observados dois quasares muito próximos (a partir do Monte Palomar e do Havaí), apresentando as mesmas características e emitindo uma radidação absolutamente idêntica, seja no plano ótico, como no das ondas eletromagnéticas. O fato foi também comprovado no Novo México, pelo grande conjunto de 27 radiotelescópios denominado VLA *(Very Large Array)* e montado sobre um trilho em forma de "Y".

Em pouco tempo, uma convicção firmou-e entre os astrônomos: não podia ser coincidência, eles estavam realmente na presença de uma miragem gravitacional. Compreenderam que se tratava do quasar 0957 + 561 da Grande Ursa, e que interposta entre esse quasar e seus telescópios havia uma galáxia elíptica gigante que desempenhava o papel de prisma.

Era apenas o começo. No ano seguinte, uma segunda miragem foi relacionada com um quasar primeiramente considerado tríplice e depois quíntuplo, devido a um direcionamento muito especial do objeto defletor que provocava o desvio: uma galáxia em espiral vista pela sua secção.

Sucederam-se então as descobertas, tanto casuais como em conseqüência de investigações sistemáticas, ao ritmo médio de uma miragem por ano. A antepenúltima, relatada na edição de outubro último da revista *Nature*, envolvia o quasar UM 673 (ou seja, o nº 673 do catálogo da Universidade de Michigan); sua luminosidade era aumentada 10 vezes por uma galáxia-lente 240 bilhões de vezes mais pesada que o Sol.

Mais uma etapa foi vencida com o trabalho dos pesquisadores franceses, devido ao aspecto bastante específico assumido pela miragem — já previsto pela teoria. Segundo ela, caso o objeto defletor e a Terra encontrem-se rigorosamente em linha reta com a fonte, esta assumirá o aspecto de um anel, batizado justamente de "anel de Einstein". E mesmo sendo muito bom, se o alinhamento não estiver absolutamente perfeito, a fonte terá a aparência de um arco.

**Sete bilhões de anos-luz** — Ora, em 1985 algumas observações realizadas no telescópio França-Canadá-Havaí mostraram um curioso arco luminoso estendendo-se em 60°, que dificilmente poderia ser atribuído a uma formação natural. Era quase irresistível a tentação de interpretar esse arco como o fragmento de um anel de Einstein.

Mas ainda faltavam as provas. Elas foram obtidas pela equipe de Toulouse, através da análise espectroscópica dos registros sobre esse arco — que estavam reunidos no observatório europeu de La Silla (situado no Chile). A equipe conseguiu estabelecer que, em todo o seu comprimento, o arco fornece uma luz rigorosamente uniforme, que deve emanar de uma mesma fonte. Esta foi identificada como uma galáxia postada a 7 bilhões de anos-luz de distância; o objeto defletor, por sua vez, era um aglomerado de galáxias a cerca de 5 bilhões de anos-luz.

O interesse da descoberta é considerável, na medida em que os astrônomos já não falam mais em "miragem" gravitacional como simples curiosidade: sua nova preocupação é utilizar esses telescópios naturais, constituídos pelas regiões mais densas do Universo, para ampliar a luz de qualquer outra fonte situada por trás delas. Poderão assim dispor de um novo e potente recurso para explorar zonas longínquas do cosmo.

E as conseqüências cosmogônicas não são menores. Com a visualização gravitacional, é possível reavaliar certas constantes fundamentais — tal como, por exemplo, o parâmetro que determina a velocidade de expansão do Universo, em relação com seu raio e sua idade.

# THOR XT 286

O PC-AT é conhecidamente um equipamento eficaz, confiável e rápido
— Mas custa caro.

O PC-XT é reconhecidamente eficaz, confiável e barato
— Mas um tanto lento.

O PC-XT 286 é sem dúvida confiável, eficaz e rápido
— E custa barato.

## Compare e faça a sua escolha levando um computador com desempenho de AT por preço de um XT.

# AT

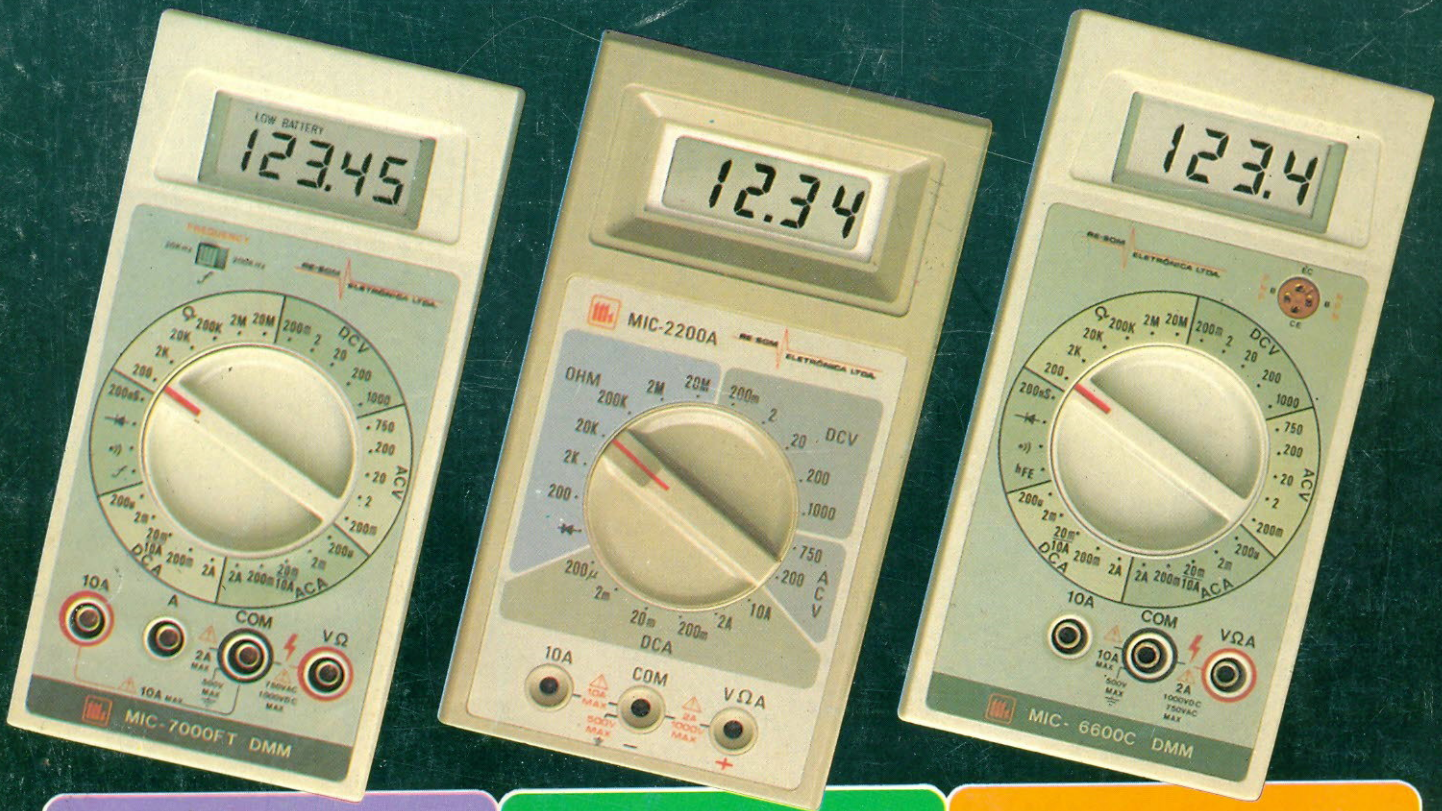
Tempo em segundos

| TESTE | PC/AT - 8MHz | PC/XT - 4.77MHz | XT - 286 - 8MHz |
|---|---|---|---|
| Loop For-Next - 10.000x | 00:00:02 | 00:00:06 | 00:00:03 |
| Soma/Subtração/Multiplicação/Divisão - 10.000x | 00:00:05 | 00:00:18 | 00:00:09 |
| Trigonometria - 1.000x | 00:00:05 | 00:00:20 | 00:00:10 |
| Impressão em vídeo - 1.000x | 00:00:28 | 00:00:33 | 00:00:29 |
| Cálculo de números inteiros | 00:00:06 | 00:00:22 | 00:00:11 |
| Loop com cálculo de números reais | 00:00:05 | 00:00:20 | 00:00:13 |
| Cálculo com matrizes | 00:00:07 | 00:00:22 | 00:00:11 |
| Loop GOSUB/RETURN | 00:00:16 | 00:00:31 | 00:00:21 |
| Geração, escrita e leitura de um arquivo de 30kB | 00:00:20 | 00:00:25 | 00:00:21 |

ATS Tecnologia Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896 - CEP 04088 - Fone: (011) 241-9833
Telex: 1138571 APLS - Indianópolis - São Paulo - SP.

# MULTÍMETRO

## DIGITAL




### MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE — RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUENCÍMETRO: ATÉ 200 KHz
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

### MIC 2200 A

- BAIXO CUSTO
- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,8%
- TESTE DE DIODOS
- CORRENTE DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- VIDA DA BATERIA: 800 horas
- DIMENSÕES: 91x170x40 mm (LxCxA)
- PÊSO 320 gramas

### MIC 6600 C

- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,5%
- TESTE DE TRANSISTORES — Hfe
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM
ELETRÔNICA LTDA.
Rua General Osório, 164 - 2º andar
CEP: 01213 - São Paulo - SP - Tel.: 221-8194 / 221-6213